

#3/ Printed
paper
Hm
4/24/02
Attorney Docket: 381NP/50925
PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

JC986 U.S. PTO
10/084387
02/28/02

Applicant: RYOSO MASAKI ET AL
Serial No.: NOT YET ASSIGNED
Filed: FEBRUARY 28, 2002
Title: MOTOR CONTROLLER

CLAIM FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. §119

Box PATENT APPLICATION

Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

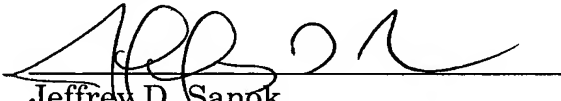
Sir:

The benefit of the filing date of prior foreign application No. 2001-222807, filed in Japan on July 24, 2001, is hereby requested and the right of priority under 35 U.S.C. §119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is a certified copy of the original foreign application.

Respectfully submitted,

February 28, 2002


Jeffrey D. Sanok
Registration No. 32,169

CROWELL & MORING, LLP
P.O. Box 14300
Washington, DC 20044-4300
Telephone No.: (202) 624-2500
Facsimile No.: (202) 628-8844

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

JC986 U.S. PTO
10/084387
02/28/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 7月24日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-222807

出 願 人

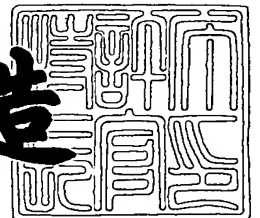
Applicant(s):

株式会社日立製作所

2001年11月16日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3099378

【書類名】 特許願
【整理番号】 J5340
【提出日】 平成13年 7月24日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H02P 6/02

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 正木 良三

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 金子 悟

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 櫻井 芳美

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100074631

【弁理士】

【氏名又は名称】 高田 幸彦

【電話番号】 0294-24-4406

【選任した代理人】

【識別番号】 100083389

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹ノ内 勝

【電話番号】 0294-24-4406

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 033123

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流モータと、指令値を搬送波と比較して発生する P W M 信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、実電流差分ベクトルと基準電流差分ベクトルの差に基づいて回転子の位置を検出するようにしたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

交流モータと、電圧指令値を搬送波と比較して発生する P W M 信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記電圧指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、複数の区間に印加されるそれぞれの電圧ベクトルにより変化するそれぞれの電流差分を検出する第 1 の相電流検出部と、複数の前記電圧ベクトルの差により求められる基準相電流差分を演算する基準相電流差分演算部と、前記電流差分の差と前記基準相電流差分を用いて前記交流モータの回転子位置を検出する位置検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

交流モータと、電圧指令値を搬送波と比較して発生する P W M 信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記電圧指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、前記搬送波に同期して前記交流モータの電流を検出する電流検出部と、前記電圧と前記検出した回転子位置により決定される検出位相を演算する検出位相決定部と、前記電流のベクトルにおける前記検出位相の成分を用いることにより前記回転子位置を検出する位置検出部とを備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

交流モータと、電圧指令値を搬送波と比較して発生する P W M 信号により前記

交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記網領モータの回転子位置を検出して前記電圧指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、複数の区間に印加されるそれぞれの電圧ベクトルにより変化するそれぞれの電流差分ベクトルを検出する電流検出部と、前記複数の電圧ベクトルの差により求められる基準電流差分ベクトルを演算する基準電流差分ベクトル演算部と、前記電流差分ベクトルの差と前記基準電流差分ベクトルを用いて前記交流モータの回転子位置を検出する位置検出部とを備えたことを特徴とする根モータ制御装置。

【請求項 5】

交流モータと、電圧指令値を搬送波と比較して発生する P W M 信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記網領モータの回転子位置を検出して前記電圧指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、前記搬送波が中心値近傍となる時点の前記交流モータの電流を検出する電流検出部と、検出した電流を用いて前記交流モータの回転子位置を検出する位置検出部とを備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】

請求項 2 において、前記第 1 の相電流検出部は、直流成分を除去する機能を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 7】

請求項 2 において、前記制御装置は、前記第 1 の相電流検出部と異なる 2 つの相の相電流を検出する第 2 の相電流検出部を備え、この第 2 の相電流検出部の検出電流に基づいて電流制御を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 8】

請求項 7 において、前記制御装置は、前記第 1 および第 2 の相電流検出部で検出した相電流の交流成分に基づいて相電流検出部の異常を検出する異常検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 9】

請求項 3 において、前記電流検出部は、搬送波が中心値近傍になる時点の電流を検出するようにしたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項10】

請求項3において、前記制御装置は、電圧に対する基準電流ベクトルの検出位相成分を演算する基準電流ベクトル演算部を備え、基準電流ベクトルの検出位相成分と電流ベクトルの検出位相成分に基づいて回転子位置を検出するようにしたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項11】

請求項4において、前記電流検出部は、搬送波が中心値近傍になる複数の時点の電流を検出して複数の電流に基づいて電流差分ベクトルを得ることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項12】

請求項4において、前記制御装置は、電圧と検出した回転子位置により決定される検出位相を演算する検出位相決定部は、電流差分ベクトルの差における検出位相成分と、基準電流差分ベクトルにおける検出位相の成分を用いて回転子位置を検出する位置検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項13】

請求項5において、前記制御装置は、電圧と検出した回転子位置により決定される検出位相を演算する検出位相決定部と、電流のベクトルにおける検出位相の成分を用いて回転子位置を検出する位置検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項14】

請求項3, 9, 11, 12, 13の1項において、前記制御装置は、電圧に零相電圧を追加することにより検出位相を変更する検出位相変更部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項15】

請求項3または4において、前記制御装置は、モータ速度に応じて電流検出タイミングを切り替えるようにしたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項16】

請求項15において、電流を検出するタイミングは、モータ速度が低いときは搬送波が最大値または最小値となる時点とし、モータ速度が高いときは搬送波が

知友心値近傍となる時点とすることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 17】

交流モータと、指令値を搬送波と比較して発生するPWM信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、検出した回転子位置に基づいて指令値に加算する検出用電圧を決定し、電流変化の基準となる基準電流変化量を決定する演算部と、検出用電圧に対する電流変化量を検出する第1の相電流検出部と、基準電流変化量と電流変化量に基づいて交流モータの回転子位置を検出する位置検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 18】

交流モータと、指令値を搬送波と比較して発生するPWM信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記指令値を制御する制御装置を備え、

前記制御装置は、指令値に対する電流変化量を検出する相電流検出部と、1相の電流変化量に基づいて交流モータの回転子位置を検出する位置検出部を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、モータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

同期モータの速度やトルクを制御するためには、磁極位置を検出あるいは推定することが必要である。そして、検出した磁極位置に基づいて電流制御あるいは電圧制御を行うことによって、同期モータの速度やトルクを制御することができる。

【0003】

近年、この同期モータの磁極の位置を位置検出器で検出することなく該同期モ

ータを制御する磁極位置センサレス制御方式が提案されている。

【0004】

例えば、特開平7-245981号公報や平成8年電気学会産業応用部門全国大会No.170に記載されている第1の制御方法は、交番電圧を印加してそれに対するモータ電流の平行成分、直交成分（回転座標系における電流成分）に基づいて磁極位置を推定する方法であり、停止時や低速時に磁極位置センサを用いずに磁極の位置を検出することができる。

【0005】

また、特開平11-150983号公報や特開平11-69884号公報に記載されている追加電圧を重畳する第2の制御方法は、高トルク領域でも時機話法わが起らないように、印加電圧を加えることにより、停止時あるいは低速時における低負荷から高負荷までの範囲で磁極位置センサレス化を実現する方法である。

【0006】

また、特開平8-205578号に記載された第3の制御方法は、パルス幅制御（PWM制御）により同期モータに印加する電圧のベクトルとそれに対するモータ電流のリプル成分（電流差分ベクトル）の相関関係から同期モータの突極性を検出する方法である。この第3の制御方法は、同期モータの電圧を制御する一般的なPWM信号を利用していることから、検出のための追加信号を負荷する必要がないという利点がある。

【0007】

なお、電圧ベクトルとは、3相電圧あるいはd軸、q軸電圧から決定される大きさと方向を有する電圧を意味する。電流ベクトルについても同様であり、以下、要素としての各相の電圧あるいはd軸、q軸電圧と、総和としての電圧ベクトルとを使い分けながら説明する。また、同期モータの場合には、回転子の磁極位置を検出することになるので、以下、磁極位置として説明する。リラクタンスモータの場合には、突極性のある回転子の特定の位置を検出することになる。

【0008】

更に、誘導モータの磁気飽和特性を利用して、d軸とq軸のインダクタンスの

差に基づいて前記方法と同様に回転子の磁極位置を検出する制御方法も提案されている。

【0009】

従って、これらを総て纏めて記述する場合には、磁極位置およびリラクタンスモータの特定の位置のことを回転子位置と言うことにする。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

前述した第1の制御方法は、モータを駆動しながら磁極位置を検出しようとする場合には、ノッチフィルタなどを用いたバンドパスフィルタやフーリエ積分により、検出用交番電圧と同じ周波数成分の電流を抽出することが必要である。特に、モータの回転数が高くなると、モータの入力周波数と検出用交番電圧の周波数の分離が困難になり、高速回転において安定した駆動制御が難しいという問題がある。また、インバータのスイッチング特性による影響を受けないように、配慮することが必要になる。すなわち、PWM信号の搬送波周波数が数kHz～20kHzであるのに対して、検出用交番電圧の周波数は数100Hzと低くなっているために、モータを駆動制御しているときに、数100Hzの騒音が発生することがある。

【0011】

また、前述した第2の制御方法は、モータを停止状態あるいは低速回転状態で駆動制御するときの特性改善を目的としたものであって、モータを高速回転で駆動制御する場合に重要となる電流検出のタイミングやPWM信号の関係についての配慮がなく、高精度の位置検出を行うための配慮がない。

【0012】

更に、前述した第3の制御方法は、これを実現するためには、PWM信号が変化する毎にモータ電流の状態と印加電圧の相関関係を検出することが必要である。つまり、搬送波の1周期に対して少なくとも6回のモータ電流状態の検出と、印加電圧状態の把握が必要であるために、高性能な制御装置を用いることが必要になる、という問題がある。

【0013】

本発明の 1 つの目的は、安価で高性能のモータ制御装置を提案することにある。

【 0 0 1 4 】

本発明の他の目的は、1 つの電流検出器を使用することによって、停止状態から高速回転状態までの広範囲において、交流モータを高精度に且つモータの損失増加を抑制しながら制御することができるモータ制御装置を提案することにある。

【 0 0 1 5 】

本発明の他の目的は、交流モータに検出用電圧を印加することなく該交流モータの回転子位置を検出することができるモータ制御装置を提案することにある。

【 0 0 1 6 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、交流モータと、指令値を搬送波と比較して発生する PWM 信号により前記交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記交流モータの回転子位置を検出して前記指令値を制御する制御装置を備え、実電流差分差ベクトルと基準電流差分差ベクトルの差に基づいて回転子の位置を検出するようにしたことを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

【発明の実施の形態】

本発明の第 1 の実施の形態を図 1 を参照して説明する。この実施の形態は、 d 軸インダクタンス L_d が q 軸インダクタンス L_q よりも小さい、所謂、逆突極性を有する同期モータを位置センサレスで制御する構成である。

【 0 0 1 8 】

図 1 は、この第 1 の実施の形態である同期モータ 1 をバッテリー 2 の直流エネルギーで駆動するモータ制御システムのブロック図である。

【 0 0 1 9 】

バッテリー 2 の直流電圧は、電力変換器であるインバータ 3 によって 3 相の交流電圧に変換して交流モータである同期モータ 1 に印加する。この印加電圧は、マイクロコンピュータを使用して構成した制御装置であるコントローラ 4 におい

て次のような演算を行って決定する。

【0020】

コントローラ4は、速度指令発生部6から入力した速度指令値 ω_r に対して、検出したモータ速度 ω との差を算出し、その差に基づいて速度制御部7において速度制御演算を行う。速度制御部7は、速度制御演算結果に基づいて各相の制御電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を出力する。これらの制御電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} に対して、後述する各相の検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} をそれぞれ加算して各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を生成してPWM信号発生部8に入力する。

【0021】

PWM信号発生部8は、各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} に対応する各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w を生成してインバータ3に供給し、インバータ3は、PWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w に対応する出力電圧を発生して同期モータ1に印加する。

【0022】

図2は、前記各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} とPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w の関係を示している。PWM信号発生部8は、三角波形の搬送波と電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を比較することにより、PWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w を生成する。

【0023】

PWM信号発生部8は、搬送波が最大値となる時点（時刻 t_1 、 t_3 、 t_5 …）で各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を内部に取り込んでセットし、搬送波と比較してPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w を生成する。

【0024】

検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を加算（同期モータ1に印加）しない電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} （＝制御電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} ）を取り込んだときの波形は、図2の（a）のようになる。

【0025】

これに対して、検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を加算（同期モータ1に印

加) した場合には、PWM信号発生部8は、図2(b)の波形になるように、正負の検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を搬送波の半周期毎(時刻 t_1 、 t_2 、 $t_3 \dots$)にセットする。つまり、図2の(b)の区間1において、検出用電圧ベクトルが後述する検出用電圧方向 θ_v となるように検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を加算(印加)する。また、図2の(b)の区間2では、検出用電圧方向に対して逆方向(180度異なる方向)に検出用電圧ベクトルを印加するように、検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を加算する。

【0026】

図3は、これを実現するために検出用電圧演算部10が実行する処理を示すフローチャートである。

【0027】

ステップ101

検出用電圧方向 θ_v を $2\theta_c/2$ の計算により求める。この電圧方向である理由については図5～図7を参照して後述する。

【0028】

ステップ102

電圧印加のタイミングを判断して処理を分岐する。つまり、図2における時刻 t_1 、 $t_3 \dots$ のように、搬送波が最大値となる時点であると判断したときにはステップ103に分岐し、搬送波が最小値の時点(時刻 t_2 、 $t_4 \dots$)と判断したときにはステップ104に分岐する。

【0029】

ステップ103

区間1において同期モータ1に印加する検出用電圧のベクトル V_s を検出用電圧方向 θ_v の方向(正方向)にするために、各相の検出用電圧 V_{us} 、 V_{vs} 、 V_{ws} を演算する。

【0030】

ステップ104

区間2において同期モータ1に印加する検出用電圧のベクトル V_s を検出用電圧方向 θ_v の負方向(つまり、 $\theta_v + \pi$ の方向)にするために、各相の検出用電

圧 V_{us} , V_{vs} , V_{ws} を演算する。

【0031】

図3では、検出用電圧ベクトル V_s の大きさ決定する V_{s0} を $1/2$ した値により、各相の電圧を決定している。これば、区間1と区間2の電圧差を実際の検出用電圧ベクトル V_s と定義しているためである。なお、 V_{s0} は、電流の変化量を検出することができる範囲においてできる限り小さい値に設定することが望ましい。更に、ここでは、直交する α 軸、 β 軸を有する $\alpha-\beta$ 軸静止座標系の α 軸を基準として、位相あるいは方向を決めており、U相は、 α 軸に設定している。そのために、V相、W相の方向は、それぞれ、 α 軸に対して $2\pi/3$, $4\pi/3$ の方向としている。

【0032】

次に、図1に示した第1の実施の形態における回転子位置の検出方法について説明する。

【0033】

同期モータ1のU相の電流を検出する電流センサ5uは、U相に流れる電流の交流成分のみを検出する安価なカーレントトランスCTを使用する。これにより、PWM信号による電流の脈動成分のみを検出する。

【0034】

コントローラ4の電流検出部9は、搬送波の最大値と最小値に同期した搬送波同期信号P1と一致したタイミングでカーレントトランスCTから出力されるU相電流 i_u を取り込んで検出する。

【0035】

電流差分差演算部11は、次のようにして、検出用電圧ベクトルに対するU相電流 i_u の変化量、すなわち、U相電流差分差 Δi_u を求める。電流差分差演算部11は、電流検出部9において搬送波の最大値の時点（例えば、時刻 t_1 ）で取り込んだU相電流 i_{u1} と、次の搬送波の最小値となる時点（時刻 t_2 ）で取り込んだU相電流 i_{u2} との差から、図2の区間1における電流差分値 Δi_{u1} を算出する。また、このU相電流 i_{u2} と、次の搬送波の最大値時点（時刻 t_3 ）で取り込んだ検出電流 i_{u3} の差から、図2の区間2における電流差分値 Δi

u_2 を算出する。この電流差分値 Δi_{u1} 、 Δi_{u2} は、制御用電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} と、検出用電圧ベクトルと、同期モータ1の逆起電力により影響される。しかし、電流差分値 Δi_{u1} と Δi_{u2} の差を考えると、印加する電圧と逆起電力が同じであれば、影響は打ち消される。

【0036】

そのために、図2を参照して説明したように、区間1と区間2において、制御用電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を同じ値とし、検出用電圧ベクトル V_s だけを異なるように印加することにより、電流差分値 Δi_{u1} 、 Δi_{u2} の差であるU相電流差分差 Δi_u は、区間1と区間2における検出用電圧ベクトル V_s の差による影響だけを受けることになる。つまり、制御用電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} とは全く独立に検出用電圧ベクトル V_s に対するU相電流 i_u の変化量、U相電流差分差 Δi_u を検出することができる。以下、区間1と区間2の検出用電圧ベクトルの差を検出用電圧ベクトル V_s と呼ぶことにする。

【0037】

ところで、回転子位置 θ と同期モータ1のd軸、q軸インダクタンスがわかっている場合、検出用電圧ベクトル V_s に対するU相電流 i_u の変化量は、計算で求めることができる。この値をU相基準電流差分差 Δi_{cu} とする。実際には、回転子位置 θ ではなく、コントローラ4が演算した推定回転子位置 θ_c であるので、この推定回転子位置 θ_c が回転子位置 θ と一致していたと仮定して、このU相基準電流差分差 Δi_{cu} を基準電流差分差演算部12で求める。この処理は、図4に示すように、推定回転子位置 θ_c に対してテーブルを作成しておくことで、U相基準電流差分差 Δi_{cu} を簡単に求めることができる。なお、この求め方については、図5～図7のベクトル図と一緒に後述する。

【0038】

検出したU相電流差分差 Δi_u とU相基準電流差分差 Δi_{cu} の差（以下、これをU相検出用電流差分差 Δi_{su} と呼ぶ）が推定回転子位置 θ_c と回転子位置 θ のずれ（差）を示していることになるので、この差を0にするように、位置検出部13で比例・積分演算などの制御手法を用いて収束させる制御を行う。

【0039】

これらの関係を明らかにしたことが本発明の重要な点であり、これについては、図5～図7のベクトル図を参照して後述する。

【0040】

以上のようにして求めた推定回転子位置 θ_c は、速度検出部14に入力し、その変化量からモータ速度 ω を得るために用いる。また、推定回転子位置 θ_c は、速度制御部7に入力し、この速度制御部7において得た制御用電圧ベクトルを各相の制御用電圧制御電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} に座標変換して出力するためにも使用する。

【0041】

ここで、図1に示すモータ制御システムにおける回転子位置 θ の検出を図5を参照して説明する。

【0042】

図5は、d軸上に磁極位置があるd-q軸回転座標系が α 軸から回転子位置 θ だけ回転し、コントローラ4の推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ より大きく、この実際の回転子位置 θ と異なっているときの状態を示している。d軸を長軸、q軸を短軸とする実線で示す楕円は、検出用電圧ベクトル V_s を $0 \sim 2\pi$ まで1回転させたときの、その検出用電圧ベクトル V_s に対する電流差分差ベクトル Δi のリサージュ波形を示している。従って、同期モータ1のd軸、q軸インダクタンスが設定値どおりであれば、検出用電圧ベクトル V_s に対する実際に発生する電流差分差ベクトル Δi は、実線の楕円上を移動することになる。これに対して、同期モータ1のd軸、q軸インダクタンスが設定どおりで、且つ、同期モータ1の回転子位置がコントローラ4で推定した推定回転子位置 θ_c にあった場合には、電流差分差ベクトル Δi は、 d_c 軸を長軸、 q_c 軸を短軸とする一点鎖線で示す楕円上を移動することになる。これを基準電流差分差ベクトル Δi_c と呼ぶことにする。

【0043】

このような状態で、図5に示すように、検出用電圧ベクトル V_s を検出用電圧方向 θ_v 、つまり、 $2\theta_c + \pi/2$ の方向に印加したときの電流の変化状態を説明する。

【0044】

位相 θ_v 方向に検出用電圧ベクトル V_s を印加することにより実際に生じる電流差分差ベクトル Δi は、図5に示すように、実線で示すリサージュ波形線上のベクトルとなり、次式で表される。

$$\Delta i = \Delta i_\alpha + j \Delta i_\beta \quad \cdots (\text{数}1)$$

但し、 j は虚軸を意味し、 Δi_α 、 Δi_β は次式を意味する。

$$\Delta i_\alpha = \Delta i_{ds} \cdot \cos \theta - \Delta i_{qs} \cdot \sin \theta \quad \cdots (\text{数}2)$$

$$\Delta i_\beta = \Delta i_{ds} \cdot \sin \theta + \Delta i_{qs} \cdot \cos \theta \quad \cdots (\text{数}3)$$

$$\Delta i_{ds} = V_{s0} \cdot \cos (\theta_v - \theta) \Delta t / L_d \quad \cdots (\text{数}4)$$

$$\Delta i_{qs} = V_{s0} \cdot \sin (\theta_v - \theta) \Delta t / L_q \quad \cdots (\text{数}5)$$

ここで、 L_d 、 L_q は、それぞれ、同期モータ1の d 軸、 q 軸インダクタンスを表し、 V_{s0} は、検出用電圧の大きさ（図5における検出用電圧ベクトル V_s の長さ）を表す。従って、（数2）、（数3）は、次のように表される。

$$\Delta i_\alpha = (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \{ (1/L_d + 1/L_q) \cos \theta_v + (1/L_d - 1/L_q) \cos (\theta_v - 2\theta) \} \quad \cdots (\text{数}6)$$

$$\Delta i_\beta = (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \{ (1/L_d + 1/L_q) \sin \theta_v - (1/L_d - 1/L_q) \sin (\theta_v - 2\theta) \} \quad \cdots (\text{数}7)$$

【0045】

同様に、コントローラ4が推定した推定回転子位置 θ_c に実際の回転子位置がある場合に、位相 θ_v 方向に検出用電圧ベクトル V_s を印加することにより生じる基準電流差分差ベクトル Δi_c は、一点鎖線で示すリサージュ波形上に存在する。図5においては、検出用電圧ベクトル V_s が q 軸よりも q_c 軸に近いために、基準電流差分差ベクトル Δi_c は電流差分差ベクトル Δi よりも検出用電圧ベクトル V_s に近いベクトルとなり、次式で表される。

$$\Delta i_c = \Delta i_{\alpha c} + j \Delta i_{\beta c} \quad \cdots (\text{数}8)$$

但し、 $\Delta i_{\alpha c}$ 、 $\Delta i_{\beta c}$ は、それぞれ次式を意味する。

$$\Delta i_{\alpha c} = \Delta i_{dsc} \cdot \cos \theta_c - \Delta i_{qsc} \cdot \sin \theta_c \quad \cdots (\text{数}9)$$

$$\Delta i_{\beta c} = \Delta i_{dsc} \cdot \sin \theta_c + \Delta i_{qsc} \cdot \cos \theta_c \quad \cdots (\text{数}10)$$

$$\Delta i_{dsc} = V_{s0} \cdot \cos (\theta_v - \theta_c) \Delta t / L_{dc} \quad \cdots (\text{数}11)$$

$$\Delta i_{qsc} = V_{s0} \cdot \sin(\theta_v - \theta_c) \Delta t / L_{qc} \quad \dots (数12)$$

ここで、 L_{dc} 、 L_{qc} は、コントローラ4で設定した同期モータ1の基準d軸、q軸インダクタンスを表す。従って、(数9)、(数10)は、次のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha c} = & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \{ (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \cos \theta_v \\ & + (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \cos(\theta_v - 2\theta_c) \} \dots (数13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{\beta c} = & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \{ (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \sin \theta_v \\ & - (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \sin(\theta_v - 2\theta_c) \} \dots (数14) \end{aligned}$$

ここで、図4に示したU相基準電流差分差 Δi_{cu} は、 $\Delta i_{\alpha c}$ のU相寄与分であり、 $\Delta i_{\alpha c}$ に比例した値となるので、検出用電圧方向 θ_v を含めて計算によりテーブルを作成することができる。なお、検出用電圧方向 θ_v は、後述するが、 $(2\theta_c + \pi/2)$ の値を設定する。そのため、(数13)は、次のようになるので、(数15)をベースに図4のU相基準電流差分差 Δi_{cu} を求めるテーブルを作成している。

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha c} = & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \cdot \\ & (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \cos(2\theta_c + \pi/2) \quad \dots (数15) \end{aligned}$$

【0046】

次に、電流差分差ベクトル Δi と基準電流差分差ベクトル Δi_c との差、検出用電流差分差ベクトル Δi_s を検討する。なお、同期モータ1の基準d軸、q軸インダクタンス L_{dc} 、 L_{qc} は、それぞれ、実際のd軸、q軸インダクタンス L_d 、 L_q と異なることがあり、これを考慮する方法を併用することもあるが、ここでは、 $L_{dc} = L_d$ 、 $L_{qc} = L_q$ として説明する。

【0047】

(数1)～(数4)までの式を用いると、次のようになる。

$$\Delta i_s = \Delta i - \Delta i_c \equiv \Delta i_{\alpha s} + j \Delta i_{\beta s} \quad \dots (数16)$$

但し、 $\Delta i_{\alpha s}$ 、 $\Delta i_{\beta s}$ は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha s} = & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t (1/L_d - 1/L_q) \\ & \{ \cos(\theta_v - 2\theta) - \cos(\theta_v - 2\theta_c) \} \quad \dots (数17) \end{aligned}$$

$$\Delta i_{\beta s} = - (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t (1/L_d - 1/L_q)$$

$$\{\sin(\theta_v - 2\theta) - \sin(\theta_v - 2\theta_c)\} \dots (\text{数}18)$$

ここで、検出用電圧方向 θ_v に $(2\theta_c + \pi/2)$ を代入すると、(数17)、(数18)は、次のように展開することができる。なお、 $(1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t (1/L_d - 1/L_q)$ を定数 K_0 とする。

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha s} &= K_0 \{\cos(\theta_v - 2\theta) - \cos(\theta_v - 2\theta_c)\} \\ &= K_0 \{\cos(2\theta_c - 2\theta + \pi/2) - \cos(\pi/2)\} \\ &= -K_0 \cdot \sin 2(\theta_c - \theta) \\ &= K_0 \cdot \sin 2(\theta - \theta_c) \dots (\text{数}19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{\beta s} &= -K_0 \{\sin(\theta_v - 2\theta) - \sin(\theta_v - 2\theta_c)\} \\ &= -K_0 \{\sin(2\theta_c - 2\theta + \pi/2) - \sin(\pi/2)\} \\ &= K_0 \cdot \{1 - \cos 2(\theta_c - \theta)\} \dots (\text{数}20) \end{aligned}$$

【0048】

(数19)、(数20)で表されるベクトルが検出用電流差分差ベクトル Δi_s である。そのため、図5に示したように、推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ よりも大きい場合に、検出用電圧方向 θ_v を $(2\theta_c + \pi/2)$ とする検出用電圧ベクトル V_s を印加すると、検出用電流差分差ベクトル Δi_s は、 α 軸の負方向に近い方向のベクトルとなる。特に、(数19)に着目すると、検出用電圧方向 θ_v を $(2\theta_c + \pi/2)$ として検出用電圧ベクトル V_s を印加すると、検出用電流差分差ベクトル Δi_s の α 軸成分 $\Delta i_{\alpha s}$ が $\sin 2(\theta - \theta_c)$ に比例した値となる。そこで、 α 軸成分 $\Delta i_{\alpha s}$ を0にすれば、推定回転子位置 θ_c を実際の回転子位置 θ に一致させることができる。また、この実施の形態では、同期モータ1のU相を α 軸に一致させているので、検出用電流差分差ベクトル Δi_s の α 軸成分 $\Delta i_{\alpha s}$ は、U相検出用電流差分差ベクトル Δi_{su} に比例する。従って、図5においては、U相検出用電流差分差ベクトル Δi_{su} が負となり、推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ よりも大きいことを意味するので、推定回転子位置 θ_c を減少するように制御演算することにより、推定回転子位置 θ_c を実際の回転子位置 θ に近付けることができる。このような演算は、位置検出部13において行う。

【0049】

図6は、このようにして、推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ に近付いた状態における検出用電圧ベクトル V_s とそれに対する電流差分差ベクトル Δi 、 Δi_c 、 Δi_s の関係を示している。推定回転子位置 θ_c が小さくなったために、検出用電圧ベクトル V_s の方向 θ_v は、図5に示す状態よりも小さくなっていることがわかる。これにより、電流差分差ベクトル Δi 、基準電流差分差ベクトル Δi_c は、それぞれ、図5とは異なる方向に移動するが、検出用電流差分差ベクトル Δi_s は、略 α 軸の負方向になっており、その大きさも小さくなる。このことから、推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ に近付いていることがわかる。その α 軸成分に比例したU相検出用電流差分差ベクトル Δi_{su} を基に制御演算により推定回転子位置 θ_c を実際の回転子位置 θ に一致させることができる。

【0050】

なお、回転子位置 θ に対して、推定回転子位置 θ_c が図7に示すように小さい場合には、検出用電流差分差ベクトル Δi_s は、 α 軸の正方向に近い方向となるので、同様に制御演算することにより、推定回転子位置 θ_c を実際の回転子位置 θ に一致させることができる。これらの関係は、(数19)、(数20)から導き出されるものである。

【0051】

この実施の形態では、1つの安価な電流センサを用いて精度良く回転子位置を推定することができるので、複数の電流センサを使用する従来の制御装置に比べて安価な位置センサレスの制御装置を実現することができる。しかも、1つの相の電流に基づいた演算処理で実施することができるので、コントローラ4を安価なマイクロプロセッサを使用して実現することができる。

【0052】

また、電流センサ5uは、PWM信号に基づく電流の脈動成分だけを検出すれば良いので、搬送波周波数付近の周波数成分の信号を電流検出部9に入力することにより、電流検出の分解能を向上することができる。これにより、検出用電圧ベクトル V_s の大きさを低減することができ、検出用電圧を付加することによる影響を大幅に減少することができる利点がある。

【0053】

図 8 は、本発明の第 2 の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。この実施の形態は、第 1 の実施の形態と比較して、速度指令ではなくトルク指令に対して 2 つの電流センサ 5 v, 5 w を用いて電流制御を行う点、検出用電圧ベクトル V_s を印加する方法が異なっている。1 つの電流センサ 5 u を用いて回転子位置を推定する方法は、第 1 の実施の形態と同様であるので、重複する説明は省略する。

【 0 0 5 4 】

この実施の形態は、アクセルペダルの踏量に応じたトルク指令 τ_r に比例したトルクを発生させる電気自動車のモータ制御に好適である。

【 0 0 5 5 】

トルク指令 τ_r が電流指令部 1 6 に入力すると、この電流指令部 1 6 は、トルク指令 τ_r とモータ速度 ω に基づいて同期モータ 1 の磁束量を制御するための d 軸電流指令値 i_{dr} とこれに直交する q 軸電流指令値 i_{dq} を演算する。この演算は、トルク指令 τ_r とモータ速度 ω に対して、同期モータ 1 の駆動系の損失が最小となるような d 軸電流指令値 i_{dr} とこれに直交する q 軸電流指令値 i_{dq} を予め計算して作成したテーブルから求めるようにして行うと良い。ここで得た d 軸電流指令値 i_{dr} と q 軸電流指令値 i_{dq} は、電流制御部 1 7 に入力する。

【 0 0 5 6 】

また、電流センサ 5 v, 5 w で検出した V 相電流 i_v , W 相電流 i_w は、電流検出部 1 5 において A/D 変換してデジタル量としてコントローラ 4 の内部に取り込む。その後、座標変換部 1 9 において、これらの電流を、位置検出部 1 3 で得た推定回転子位置 θ_c を用いて、静止座標系から回転子と同様に回転する d - q 軸回転座標系に座標変換し、d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q を得る。

【 0 0 5 7 】

d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q は、電流制御部 1 7 に入力し、この電流制御部 1 7 において、d 軸電流指令値 i_{dr} と d 軸電流 i_d の差によるフィードバック制御演算を行うことにより、d 軸制御電圧 V_{dc} を決定し、q 軸電流指令値 i_{qr} と q 軸電流 i_q の差によるフィードバック制御演算を行うことにより、q 軸制御電圧 V_{qc} を決定する。制御演算としては、比例・積分演算が一般的である。また、同期モ

ータ1の回転に伴う逆起電力を補償する方法として、モータ速度 ω に応じた非干渉制御を併用することも可能である。

【0058】

制御的には、検出用電圧 V_{qs} 、 V_{ds} を無視すると、座標変換部18によってd軸電圧指令値 V_{dr} (=d軸制御電圧 V_{dc})、q軸電圧指令値 V_{qr} (=q軸制御電圧 V_{qc})をd-q軸回転座標系から α - β 軸静止座標系に変換して3相の電圧指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を出力する。このような電流制御系を追加することにより、d軸電流 i_d をd軸電流指令値 i_{dr} に、q軸電流 i_q をq軸電流指令値 i_{qr} にそれぞれ高応答速度で一致させることができる。

【0059】

この第2の実施の形態は、位置センサレス制御システムでありながら、高応答速度のトルク制御を実現することができる。

【0060】

また、この第2の実施の形態における検出用電圧演算部20は、d-q軸座標系において検出用電圧 V_{ds} 、 V_{qs} を印加する構成である。この検出用電圧演算部20が実行する処理方法を図9を参照して説明する。

【0061】

図9は、検出用電圧演算部20が実行する処理のフローチャートである。

【0062】

ステップ111

検出用電圧方向 θ_v を $\theta_c + \pi/2$ の計算により求める。その理由は、d-q軸回転座標系に検出用電圧を印加するためであり、図5～図7に示したベクトル図のように、静止座標系である α - β 軸座標系とd-c-q軸回転座標系との位相差が θ_c であることによる。

【0063】

ステップ112

前述したステップ102と同様に、電圧印加のタイミングを判断して処理を分岐する。ここでは、検出用電圧の変更を搬送波の1/2周期毎に行うようにしているが、制御用電圧の印加周期が搬送波の2周期毎であれば、このステップ11

2の判断の変更は、搬送波の1周期毎にする方法で良い。

【0064】

ステップ113

搬送波が最大値となる時点で印加する検出用電圧 V_{ds} , V_{qs} を演算する。

【0065】

ステップ114

搬送波が最小値となる時点で印加する検出用電圧 V_{ds} , V_{qs} を演算する。

【0066】

この図9に示すような処理方法は、図3に示した処理方法に比較して演算内容が少ない、という利点がある。

【0067】

更に、この第2の実施の形態は、電流センサ異常検出部21を付加している。一般的には、3相の電流の和が0になることを利用して電流センサの異常を検知する方法が知られている。しかしながら、図8に示した第2の実施の形態においては、図1に示した第1の実施の形態と同様に、u相の電流センサ5uは、交流量だけを検出する機能の安価なセンサを使用するように構成しているので、電流センサの異常の有無を検出するためには新たな検出方法を考案することが必要である。

【0068】

図10は、電流センサ異常検出部21が実行する電流センサ異常検出処理のフローチャートである。

【0069】

ステップ121

U相電流差分値 Δi_u を、時刻 $t(n)$ のU相電流 $i_u(n)$ と時刻 $t(n-1)$ のU相電流 $i_u(n-1)$ の差から求める。ここで、時刻 $t(n)$ は、搬送波の最小値の時点の意味しており、具体的には、図2における時刻 t_2 , t_4 が相当する。また、時刻 $t(n-1)$ は、搬送波の最大時点を意味しており、同様に、図2における時刻 t_1 , t_3 が相当する。また、U相電流については、交流成分のみを検出する電流センサ5uを使用しているので、実際に流れている電流とは異なる値を検出しているが

、変動成分であるU相電流差分値 Δi_u は、実際と同じ値になっている。

【0070】

ステップ122

V相電流差分値 Δi_v を、同様にして、求める。

【0071】

ステップ123

W相電流差分値 Δi_w を、同様にして、求める。

【0072】

V相、W相に関しては、停止時や低速でも電流制御を行う目的のために、直流成分も検出することができる電流センサを使用しても良い。

【0073】

ステップ124

3相の電流差分値の総和 Δi_0 を計算する。同期モータ1に零相電流が流れない一般的な場合には、3相の電流の総和が0になることから、3相の電流差分値の総和 Δi_0 についても0になる。

【0074】

ステップ125

電流差分値の総和 Δi_0 が所定の判定値 Δi_j 未満であるかどうかを判定する。そして、総和 Δi_0 が判定値 Δi_j 未満であるときには電流センサは正常である、と判定して処理を終了し、総和 Δi_0 が判定値 Δi_j 以上であるときにはステップ126に分岐する。

【0075】

ステップ126

電流センサ異常信号Scを生成してPWM信号発生部8に入力する。PWM信号発生部8は、電流センサ異常信号Scが入力されると、PWM信号Pu、Pv、Pwの発生を停止し、同期モータ1を停止する。

【0076】

このように、電流センサ5u、5v、5wが異常状態になると同期モータ1を停止することにより、高性能な電流制御を実行する位置センサレス制御システム

の高信頼性を確保する。

【0077】

図11は、本発明の第3の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。この実施の形態は、第2の実施の形態におけるモータ制御システムと同等の性能のモータ制御システムを安価に構成する実施の形態である。前述した実施の形態と重複する構成については説明を省略する。

【0078】

この第3の実施の形態は、電流センサ5v、5wの代わりにインバータ3の入力電流を検出する1つの電流センサ5xを使用し、この電流センサ5xで検出した入力電流 i_{DC} と各相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w を相電流分離部22に入力し、V相電流 i_v 、W相電流 i_w を演算により求める構成である。

【0079】

3相のPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w の論理により、入力電流 i_{DC} と各相の電流の関係がわかる。例えば、PWM信号 P_u がハイレベルで、PWM信号 P_v 、 P_w がローレベルのときには、インバータ3の3相ブリッジ回路におけるV相の上側のパワー素子とU相、W相の下側のパワー素子がオン状態となるので、入力電流 i_{DC} は、正のV相電流と一致する。また、PWM信号 P_u 、 P_v がハイレベルで、PWM信号 P_w がローレベルのときには、U相とV相の上側のパワー素子とW相の下側のパワー素子がオン状態となるので、入力電流 i_{DC} は、負のW相電流と一致する。このようなPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w のパターンと相電流の関係をテーブル化しておくことにより、検出した入力電流 i_{DC} とPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w に基づいて各相の電流を求めることができる。相電流分離部22は、このような入力電流 i_{DC} とPWM信号 P_u 、 P_v 、 P_w と各相電流の関係に基づいてV相電流 i_v とW相電流 i_w を求める。このような構成は、使用する電流センサの数を少なくすることができる。なお、位置検出のための電流センサ5uは、搬送波に同期した所定のタイミング毎に1つの相（ここではU相）の電流を検出するために使用する。

【0080】

この第3の実施の形態におけるような制御装置によれば、高応答性の位置セン

サレス制御システムを安価に実現することができる。

【0081】

図12は、本発明の第4の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。この実施の形態は、検出用電圧を印加することなく該検出用電圧を印加したときと同様な現象を呈しているタイミングで相電流を検出することにより、同期モータ1の突極性を利用した回転子位置の検出を実現し、検出用電圧を印加することによる騒音の増加や電流の脈動による損失の増加を防止しつつ高応答性の位置センサレス制御システムを安価に実現する構成である。

【0082】

そのために、電流差分差ベクトルは、2つの電流センサを使用して検出するようにしている。図12に示す第4の実施の形態は、図8に示した第2の実施の形態と同様に、トルク指令 τ_r に対する電流制御系を構成しているが、検出用電圧を印加することなく、それに代わる電圧ベクトルを得て回転子位置 θ_c を推定する方法が異なっている。前述した実施の形態と重複する構成については説明を省略する。

【0083】

この第4の実施の形態においては、PWM信号発生部8は、前述した実施の形態における搬送波同期信号P1とは異なるタイミングの電流検出用の搬送波同期信号P2を発生する。この搬送波同期信号P2は、図13のタイムチャートに示すように、搬送波が中間値となる時刻 t_a , t_b , t_c , t_d において各相の電流を検出するために発生する。

【0084】

電流検出部15は、搬送波同期信号P2の発生タイミングでV相電流 i_v とW相電流 i_w を取り込む。このときの各相の電圧の印加状態を図13を参照して説明する。なお、時刻 $t_1 \sim t_5$ までは、各相に印加する電圧（制御用電圧 V_{ur} , V_{vr} , V_{wr} ）は変化させないものとして説明する。

【0085】

時刻 $t_1 \sim t_5$ （あるいは t_3 ）までの各相の平均電圧は、当然のことながら、それぞれ、 V_{ur} , V_{vr} , V_{wr} となる。しかしながら、PWM信号 P_u , P_v , P

wからわかるように、時刻 $t_a \sim t_b$ の区間 A では、U 相電圧、V 相電圧が最大値、W 相電圧は負の値になっているのに対して、時刻 $t_b \sim t_c$ の区間 B では、U 相電圧が 0 近傍、V 相電圧が負の値、W 相電圧が最小値になっている。つまり、区間 A と区間 B では、印加する電圧ベクトルに差がある。これを電圧差ベクトル ΔV_s と呼ぶことにする。図 2 に示した第 1 の実施の形態におけるタイムチャートでは、区間 1 と区間 2 において、電圧ベクトルに差が出るように正負の検出用電圧ベクトルを加えて印加しているが、電流検出タイミングをこの第 4 の実施の形態におけるように設定することにより、検出用電圧を印加したのと等価な状態にすることができる。

【0086】

ここで、制御用電圧ベクトル V_c と電圧差ベクトル ΔV_s の関係を図 14 を参照して説明する。図 14 の (a) は、制御用電圧ベクトルの位相に対する各相電圧が正弦波状である場合の波形を示している。このとき、区間 A と区間 B の電圧ベクトルのリサージュ波形は、それぞれ、(b)，(c) のようになり、三角形を膨らませたような波形になっている。ここで、(b)，(c) 内の矢印は、制御用電圧ベクトルの位相が 150° のときの各電圧ベクトルを示している。また、区間 A，B の平均電圧ベクトルは、(d) に示すように、円になり、矢印で示した平均電圧ベクトルの位相は、 150° である。(b)，(c) に矢印で示した 2 つの電圧ベクトルの平均が (d) の平均電圧ベクトルとなる。平均電圧ベクトルのリサージュ波形が円状になることは正弦波の電圧ベクトルを表しているので、当然である。

【0087】

電圧差ベクトル ΔV_s のリサージュ波形は、(e) に示すようになり、制御用電圧ベクトルの位相が 150° のときの電圧差ベクトル ΔV_s は、 -120° の方向を向いている。制御用電圧ベクトルの位相を横軸とし、電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値 ΔV_{s0} とその位相 θ_v を縦軸として、(e) の電圧差ベクトル ΔV_s のリサージュ波形を変換すると、(f) に示すようになる。電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値 ΔV_{s0} は、制御用電圧ベクトルの位相 1 周期に対して $1/6$ 倍の周期で脈動し、電圧差ベクトル ΔV_s の位相 θ_v は、制御用電圧ベクトルの位相 1 周期で

2回転している。各相の制御用電圧 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} が決定すれば、電圧差ベクトル ΔV_s は一義的に決まるものであり、制御用電圧ベクトルに位相に対してテーブル化して演算することができる。

【0088】

従って、この第4の実施の形態において、電流制御部17で決定したd軸、q軸の制御用電圧 V_d 、 V_q と、位置検出部13から出力する推定回転子位置 θ_c を電圧設定部25に入力することにより、各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算すると共に電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値 ΔV_{s0} とその位相 θ_v をテーブルにより求めることができる。これらの値は、それぞれ、位置検出演算を行うために出力する。

【0089】

電圧設定部25について、図15に示す機能ブロック図を参照して説明する。電圧ベクトル演算部27は、制御用電圧 V_d 、 V_q に基づいて制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} とd-c軸からのベクトル位相 δ を求める。そして、このベクトル位相 δ と推定回転子位置 θ_c を加算することにより制御用電圧ベクトルの α 軸からの位相 θ_{vc} を得た後に単位相電圧テーブル28を参照して各相の印加電圧の基本になる単位相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w を求める。ここでは、図14(a)に示した正弦波状の波形をテーブル化している。

【0090】

また、電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値 ΔV_{s0} とその位相 θ_v は、図14(f)に示すように、制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} とその位相 θ_{vc} により決定する。そこで、単位相電圧テーブル28において、位相 θ_{vc} に対する電圧差ベクトルの位相 θ_v と、制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} が1Vのときの電圧差ベクトル絶対値 ΔV_{s0} である単位電圧差 v_s とをテーブル化しておき、これにより、単位電圧差 v_s と位相 θ_v を演算する。電圧の大きさに関しては、制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} に比例するので、乗算部29において制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} と単位相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w と単位電圧差 v_s との積をそれぞれ算出し、各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} と電圧差ベクトルの絶対値 ΔV_{s0} を得る。

【0091】

次に、電圧差ベクトルから回転子位置を推定する方法について説明する。図1に示した第1の実施の形態では、検出用電圧ベクトル V_s を任意の方向に印加することができる自由度があり、これを利用している。つまり、特定の方向（図1に示した第1の実施の形態では、 α 軸方向）に回転子位置の誤差に対する検出用電流差分差 Δi_s が現れるように検出用電圧ベクトル V_s の方向を決定していた。しかし、検出用電圧ベクトル V_s に対応する電圧差ベクトルは、制御用電圧ベクトルが決まると一義的に決まってしまうために、任意の方向に設定することができない。そこで、この第4の実施の形態は、逆に、決定した電圧差ベクトルと推定回転子位置 θ_c に対して、回転子位置の誤差に対する検出用電流差分差 Δi_s が現れる方向を特定して、その方向の検出用電流差分差 Δi_s の成分を0にするような制御を実行する構成である。なお、検出用電流差分差 Δi_s が現れる方向を、ここでは、 h 軸とし、その位相を θ_h とする。

【0092】

数1～数20までの計算方法と同様にすると、 h 軸位相 θ_h は、次式で求めることができる。

$$\theta_h = 2\theta_c - \theta_v + \pi/2 \quad \dots (\text{数} 21)$$

【0093】

この第4の実施の形態における h 軸位相演算部26は、推定回転子位置 θ_c と電圧差ベクトル位相 θ_v に基づいて（数21）の演算を行って h 軸位相 θ_h を出力する。このとき、基準電流差分差ベクトル Δi_c の h 軸方向 θ_h 成分である h 軸基準電流差分差 Δi_{hc} は、次式で求める。

$$\Delta i_{hc} = \Delta i_{\alpha c} \cdot \cos \theta_h + \Delta i_{\beta c} \cdot \sin \theta_h$$

$$= (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \cdot$$

$$[\{ (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \cos \theta_v + (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \sin \theta_v$$

$$\cos (\theta_v - 2\theta_c) \} \cos \theta_h + \{ (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \sin \theta_v$$

$$- (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \sin (\theta_v - 2\theta_c) \} \sin \theta_h]$$

$$= (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \cdot$$

$$[(1/L_{dc} + 1/L_{qc}) (\cos \theta_v \cos \theta_h + \sin \theta_v \sin \theta_h)$$

$$+ (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \{ \cos (\theta_v - 2\theta_c) \cos \theta_h$$

$$\begin{aligned}
& -\sin(\theta_v - 2\theta_c) \} \sin\theta_h \}] \\
= & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \cdot \\
& [(1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \cos(\theta_v - \theta_h) \\
& + (1/L_{dc} - 1/L_{qc}) \cos(\theta_v - 2\theta_c + \theta_h)] \\
= & (1/2) \cdot V_{s0} \cdot \Delta t \cdot (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \\
& \cos(2\theta_v - 2\theta_c - \pi/2) \\
= & (1/2) \cdot \Delta V_{s0} \cdot \Delta t \cdot (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \sin 2(\theta_v - \theta_c) \\
& \dots \text{(数 22)}
\end{aligned}$$

ここで、 ΔV_{s0} は、電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値である。この絶対値 ΔV_{s0} は、図14(f)に示したように、制御用電圧ベクトルの位相により変化するために、h軸基準電流差分差演算部23は、単位電圧当たりの電流変化を基本にして、次の式を用いてh軸基準電流差分差 Δi_{hc} を求める。

$$\Delta i_{hc} = (1/2) \cdot \Delta t \cdot (1/L_{dc} + 1/L_{qc}) \sin 2(\theta_v - \theta_c)$$

次に、h軸電流差分差演算部24において、h軸方向の実際の電流差分差 Δi_h を求める。その処理の内容を図16に示すフローチャートを参照して説明する。

【0094】

ステップ131

区間AにおけるV相、W相の電流差分値 Δi_{va} 、 Δi_{wa} を算出する。 $i_v(t_a)$ 、 $i_v(t_b)$ 、 $i_v(t_c)$ は、それぞれ、図13における時刻 t_a 、 t_b 、 t_c でのV相電流である。同様に、 $i_w(t_a)$ 、 $i_w(t_b)$ 、 $i_w(t_c)$ は、時刻 t_a 、 t_b 、 t_c におけるW相電流である。

【0095】

ステップ132

区間BにおけるV相、W相の電流差分値 Δi_{vb} 、 Δi_{wb} を算出する。

【0096】

ステップ133

区間Aと区間Bの電流差分値の差からV相、W相の電流差分差 Δi_v 、 Δi_w を求める。また、U相電流差分差 Δi_u は、 $(-\Delta i_v - \Delta i_w)$ の演算によって求

める。これらの電流差分差は、区間Aと区間Bの印加電圧の差である電圧差ベクトル ΔV_s による電流の変化を表したものである。

【0097】

ステップ134

3相の電流差分差 Δi_u , Δi_v , Δi_w , h軸位相 θ_h および電圧差ベクトルの絶対値 ΔV_{s0} に基づいて、h軸電流差分差 Δi_h を求める。ここで、絶対値 ΔV_{s0} で除することは、単位電圧当たりの電流差分差とすることを意味している。

【0098】

このようにして得たh軸電流差分差 Δi_h とh軸基準電流差分差 Δi_{hc} の差が回転子位置 θ と推定回転子位置 θ_c の差となるので、このh軸電流差分差 Δi_h とh軸基準電流差分差 Δi_{hc} の差を0にするように、位置検出部13において比例・積分演算を用いて推定回転子位置 θ_c を回転子位置 θ に収束させることができる。この原理は、第1の実施の形態と同じであるが、機能ブロックが複雑になっている理由は、 α 軸方向（U相方向）の電流変化ではなく、h軸という回転座標系の電流変化を検出していることにある。

【0099】

図17に示した具体的なベクトル図を参照して回転子位置の検出原理を詳細に説明する。図17は、図5と同様に、コントローラ4で推定した推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ よりも進んだ方向にずれている状態を示している。電圧差ベクトル ΔV_s は、制御用電圧ベクトル V_c により変化するので、図17では、制御用電圧ベクトル V_c の位相 θ_{vc} が150度のときを説明する。

【0100】

このときの電圧差ベクトル ΔV_s は、図14(e)に示すように、-120度の方向を向いている。この電圧差ベクトル ΔV_s に対して、実際の電流差分差ベクトル Δi と基準電流差分差ベクトル Δi_c は、それぞれ、図17における実線の矢印と一点鎖線の矢印になる。そのために、検出用電流差分差ベクトル Δi_c は、図17に示すように、第1象限の方向を向く。ここで、(数21)から求められるh軸を考えると、-90度近い第3象限であることがわかる。従って、検出用電流差分差ベクトル Δi_s のh軸成分は、負になっており、実際の回転子位

置 θ が推定回転子位置 θ_c よりも小さいと言える。この値を位置検出部13に入力することにより、位置検出部13は、推定回転子位置 θ_c を小さくするように演算するので、徐々に実際の回転子位置 θ に近づくことになる。

【0101】

次に、制御用電圧ベクトル V_c が図17に示した例と異なった場合でも位置検出が可能であることを図18および図19を参照して説明する。

【0102】

図18(e)に示すように、制御用電圧ベクトル V_c が170度のときは、電圧差ベクトル ΔV_s は、-150度に近い方向を向いている。また、その絶対値 ΔV_{s0} は、図17の場合よりも減少することが図18(f)に示されている。図19は、このときのベクトル図である。

【0103】

制御用電圧ベクトル V_c と電圧差ベクトル ΔV_s が図17の場合と比較して変化している。そのために、電流差分差ベクトル Δi と基準電流差分差ベクトル Δi_c も変化している。実際には、電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値が減少することにより、電流差分差ベクトル Δi と基準電流差分差ベクトル Δi_c の大きさも変化するが、図17および図19は、単位電圧当たりの電流変化として示している。この処理は、図16におけるステップ134で行われているものである。

【0104】

このような関係のために、検出用電流差分差ベクトル Δi_s は、第2象限の方向を向いている。これに対して、h軸は、第4象限であるので、検出用電流差分差ベクトル Δi_s のh軸成分は、図17の場合と同様に、負の値になっている。このことから、そのときの推定回転子位置 θ_c が実際の回転子位置 θ よりも進んでいることがわかる。つまり、制御用電圧ベクトル V_c の方向に関わらず、h軸方向の検出用電流差分差成分を検出することで、回転子位置のずれを推定することができる。この方式によれば、回転子の突極性を利用してPWM信号の周期毎に回転子位置のずれを検出することができるので、高速に回転子位置を推定することができる。

【0105】

このような第4の実施の形態によれば、制御用電圧により発生するPWM信号の波形から検出用電圧に相当する電圧差を得ることができるので、検出用電圧を印加することなく、電圧差に対する電流の変化状態を検出して回転子位置を高速に推定することができる。従って、この第4の実施の形態によれば、検出用電圧を付加することにより発生する騒音や損失の増加を伴うことなく高応答性の位置センサレス制御システムを実現することができる。

【0106】

本発明の第5の実施の形態を図20を参照して説明する。この第5の実施の形態は、モータ速度 ω に応じて回転子位置検出のための演算方法を変更する構成である。図12に示した第4の実施の形態は、検出用電圧を印加することなく回転子位置を検出することができる。しかしながら、制御用電圧の大きさにより検出用電圧に相当する電圧差ベクトルが変化するために、低速で低トルクの運転状態では電圧差ベクトルが小さくなって位置検出精度が低下する。これに対して、図1（第1の実施の形態）、図8（第2の実施の形態）および図11（第3の実施の形態）における検出方法は、検出用電圧ベクトルを印加する方法であるために、停止状態や低速状態においても精度良く位置検出することができる。そこで、この第5の実施の形態は、モータ速度 ω に応じて検出方法を切り替えることにより都合良い位置検出を実現する構成である。

【0107】

この第5の実施の形態は、図12に示した第4の実施の形態に対する主たる相違点は、モード判定部30を設置し、電圧設定部25における演算内容を動作モードに応じて変更するように構成し、電流検出をU相電流センサ5uとV相電流センサ5vで行うように構成した点にある。電流センサの変更は、この第5の実施の形態の説明を簡単にするためのものであって、電流検出の相を限定するものではない。

【0108】

モード判定部30の機能を図21に示すフローチャートを参照して説明する。

【0109】

ステップ141

速度検出部 14 からモータ速度 ω を入力する。

【0110】

ステップ 142

モータ速度 ω の絶対値と第 1 速度 ω_1 を比較して処理を分岐する。

【0111】

ステップ 143

モータ速度 ω の絶対値が第 1 速度 ω_1 より小さくない場合には、第 2 速度 ω_2 と比較して処理を分岐する。

【0112】

ステップ 144

モータ速度 ω の絶対値が第 1 速度 ω_1 より小さい場合にモード MD を 1（同期モータ 1 が停止を含む低速状態を意味する）に設定する。

【0113】

ステップ 145

モータ速度 ω の絶対値が第 2 速度 ω_2 より小さい場合にモード MD を 2（同期モータ 1 が中速状態を入もする）に設定する。

【0114】

ステップ 146

モータ速度 ω の絶対値が第 2 速度 ω_2 以上のときに高速状態を意味するモード MD = 3 を設定する。

【0115】

PWM 信号発生部 8 および電圧設定部 25 は、設定されたモード MD を入力する。

【0116】

PWM 信号発生部 8 は、モード MD = 1 の場合には、電流検出のタイミングを設定する搬送波同期信号 P1 を出力し、モード MD = 2, MD = 3 のときには搬送波同期信号 P2 を出力する。この搬送波同期信号 P1, P2 と搬送波の関係は、それぞれ、図 2 および図 13 を参照して説明した通りである。このことは、モード MD = 1 は、図 1 に示した第 1 の実施の形態における方法を基本とし、モー

ドMD = 2, MD = 3 は、図 1 2 に示した第 4 の実施の形態における方法を基本にしていることを意味する。

【 0 1 1 7 】

電圧設定部 2 5 の処理機能を図 2 2 を参照して説明する。図 1 5 に示した電圧設定部 2 5 との相違点は、複数種類の電圧演算部と切換部を備えたことにある。切換部 3 7 は、モードMD = 1, 2, 3 に応じて、第 1 電圧演算部 3 5, 第 2 電圧演算部 3 3, 第 3 電圧演算部 3 1 の演算結果を選択して出力する。

【 0 1 1 8 】

同期モータ 1 の速度 ω が低いモードMD = 1 にあるときには、第 1 電圧演算部 3 5 を選択して図 8 に示した第 2 の実施の形態における処理に近い演算を実行する。制御用電圧に比例する各相の単位電圧は、電圧位相 θ_{vc} に対して図 1 4 (a) に示した正弦波電圧を出力し、乗算部 3 6 によって制御用電圧ベクトルの絶対値 V_{c0} を乗じて各相の制御用電圧 V_{uc} , V_{vc} , V_{wc} とする。また、各相の検出用電圧 V_{us} , V_{vs} , V_{ws} は、推定回転子位置 θ_c により、図 3 に示した方法により決定し、搬送波同期信号 P 1 のタイミングで PWM 信号発生部 8 から出力するように処理する。電圧差ベクトルの絶対値 ΔV_{s0} に相当する検出用電圧の絶対値 V_{s1} は一定であるので、この値が電圧差ベクトルの絶対値 ΔV_{s0} として出力される。また、電圧差ベクトルの位相に相当する検出用電圧方向 θ_v は、 $2\theta_c + \pi/2$ を算出して出力する。(数 2 1) からわかるように、このことは、h 軸方向 θ_h が 0 であること、つまり、U 相方向であることを意味している。従って、第 1 電圧演算部 3 5 の処理を行うことは、図 8 に示した第 2 の実施の形態と同様な演算を行うことになる。

【 0 1 1 9 】

同期モータ 1 の速度 ω が中速状態のモードMD = 2 にあるときには、第 2 電圧演算部 3 3 を選択して演算を実行する。この演算は、基本的には、図 1 5 に示した第 4 の実施の形態における電圧設定部 2 5 と同様な処理を実行するが、演算に使用するテーブルが図 2 4 (a), (f) に基づいて作成されている点で異なっている。

【 0 1 2 0 】

図 2 4 において、各相の電圧は、通常の正弦波電圧に 3 倍調波の零相電圧を加算した波形にしている。この波形を採用する理由は、図 2 4 (f) に示すように、制御用電圧ベクトルの位相 θ_{vc} に対して電圧差ベクトル ΔV_s の絶対値の変動が少なく、その位相も略一定に変化しているためである。そのために、位置検出精度を安定に確保することができ、中速回転領域における制御を安定化することができる。なお、図 2 4 (a) に示すような電圧は、零相電圧の追加であるので、各相の電流波形に悪影響を及ぼすことはない。

【0 1 2 1】

同期モータ 1 の速度 ω が更に上昇して高速回転状態のモード $MD = 3$ になると、第 3 電圧演算部 3 1 による演算を選択する。この場合には、各相の電圧演算を行うテーブルを図 2 3 (a), (f) に基づいて作成したものとする。図 2 3 からわかるように、図 2 4 に対して第 3 調波の零相電圧の位相を 1 8 0 度逆にすることにより、各相電圧の最大値を低減するようにしている。これにより、同期モータ 1 が高速回転して逆起電力が高くなったときに、インバータ 3 の電圧利用率を向上することができる。図 2 4 (f) に示したように、電圧差ベクトルの絶対値の変動が大きくなる欠点があるが、安定した制御を実現する電圧範囲を拡大することができる利点がある。

【0 1 2 2】

この第 5 の実施の形態は、同期モータ 1 を停止状態から高速回転までの広い範囲において精度良く回転子位置を検出することができ、高応答性の制御を実行することができる。

【0 1 2 3】

なお、基本的には、この方法は、N 極か S 極かの判断を行う極性判別を併用することが望ましい。

【0 1 2 4】

以上に述べた各実施の形態における同期モータ 1 は、逆突極性を持つ回転子を備えたモータについて説明したが、突極性を持つ同期モータやリラクタンスモータでも突極性を利用して本発明を適用することができる。また、誘導モータであっても、磁束による磁気飽和特性から、磁束方向とそれに直交する方向でリラク

タンスが異なるようにすることで、本発明を適用することができる。

【0125】

更に、モータの回転子がサンプリング時間中に回転することによる影響を考慮して磁極位置を演算するようにしても良いことは言うまでもない。

【0126】

磁極位置検出は、搬送波1周期または2周期毎に行う方法に限らず、搬送波の多周期毎に電流変化を用いて検出する方法や搬送波の複数周期単位の電流の変化に基づいて磁極位置を検出することも同一手法で実施することができる。

【0127】

そして、このような制御は、電気自動車やハイブリッド自動車の駆動用交流モータに限らず、交流モータの位置センサレス制御方式として広く適用することができる。

【0128】

【発明の効果】

本発明は、回転子の回転位置を検出する磁極位置センサを使用しないで高応答性のモータ制御装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態であるモータ制御システムのブロック図である。

【図2】

図1に示した第1の実施の形態における検出用電圧を印加したときの各相の電圧、PWM信号、搬送波同期信号の関係を示すタイムチャートである。

【図3】

図1に示した第1の実施の形態における検出用演算部が実行する処理のフローチャートである。

【図4】

図1に示した第1の実施の形態における基準電流差分差演算部の入力と出力の関係を示すブロック図である。

【図5】

図1に示した第1の実施の形態における検出用電圧ベクトルと電流差分ベクトルの状態を示すベクトル図である。

【図6】

図1に示した第1の実施の形態における検出用電圧ベクトルと電流差分ベクトルの状態を示すベクトル図である。

【図7】

図1に示した第1の実施の形態における検出用電圧ベクトルと電流差分ベクトルの状態を示すベクトル図である。

【図8】

本発明の第2の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。

【図9】

図8に示した第2の実施の形態における検出用電圧演算部が実行する処理のフローチャートである。

【図10】

図8に示した第2の実施の形態における電流センサ異常検出部が実行する電流センサ異常検出処理のフローチャートである。

【図11】

本発明の第3の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。

【図12】

本発明の第4の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。

【図13】

図12に示した第4の実施の形態における各相の電圧、PWM信号、搬送波同期信号の関係を示すタイムチャートである。

【図14】

図12に示した第4の実施の形態における正弦波状の各相の電圧と電圧差ベクトルの関係を示すタイムチャートおよびリサージュ波形図である。

【図15】

図12に示した第4の実施の形態における電圧設定部の機能ブロック図である。

【図 16】

図 12 に示した第 4 の実施の形態における h 軸電流差分差演算部が実行する処理のフローチャートである。

【図 17】

図 12 に示した第 4 の実施の形態における制御用電圧ベクトルと電圧差ベクトルと電流差分差ベクトルの関係を示すベクトル図である。

【図 18】

図 12 に示した第 4 の実施の形態における正弦波状の各相の電圧と電圧差ベクトルの関係を示すタイムチャートおよびリサージュ波形図である。

【図 19】

図 12 に示した第 4 の実施の形態における制御用電圧ベクトルと電圧差ベクトルと電流差分差ベクトルの関係を示すベクトル図である。

【図 20】

本発明の第 5 の実施の形態を示すモータ制御システムのブロック図である。

【図 21】

図 20 に示した第 5 の実施の形態におけるモード判定部が実行する処理のフローチャートである。

【図 22】

図 20 に示した第 5 の実施の形態における電圧設定部の機能ブロック図である。

【図 23】

図 20 に示した第 5 の実施の形態における正弦波状の各相の電圧と電圧差ベクトルの関係を示すタイムチャートおよびリサージュ波形図である。

【図 24】

図 20 に示した第 5 の実施の形態における正弦波状の各相の電圧と電圧差ベクトルの関係を示すタイムチャートおよびリサージュ波形図である。

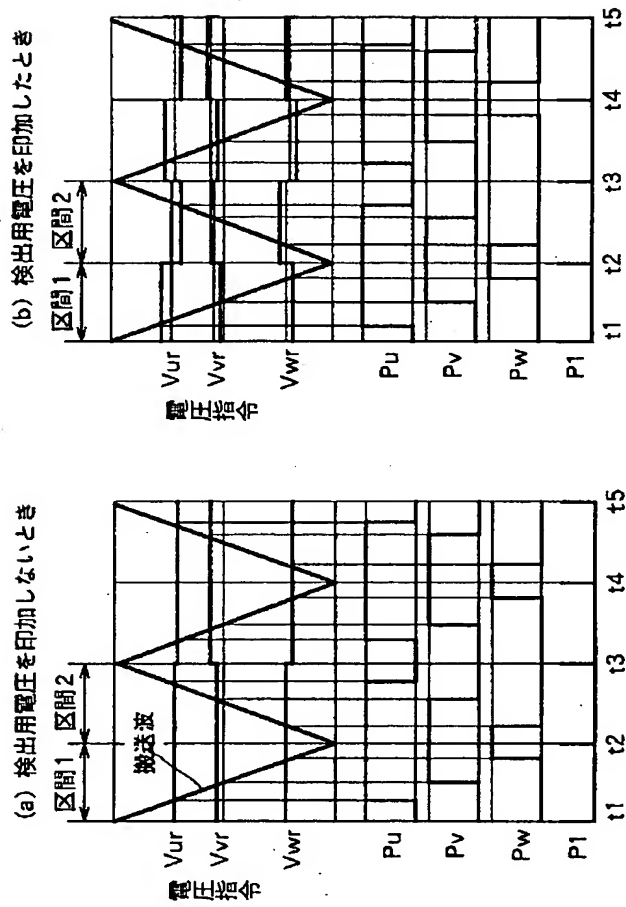
【符号の説明】

1…同期モータ、2…バッテリー、3…インバータ、4…コントローラ、5u, 5v, 5w…電流センサ、6…速度指令部、7…速度制御部、8…PWM信号

発生部、9, 15…電流検出部、11…電流差分差演算部、12…基準電流差分差演算部、13…位置検出部、14…速度検出部、16…電流指令部、17…速度制御部、18, 19…座標変換部、20…検出用電圧演算部、21…電流センサ異常検出部、22…相電流分離部、23…h軸基準電流差分差演算部、24…h軸電流差分差演算部、25…電圧設定部、26…h軸位相演算部、27…電圧ベクトル演算部、28…単位相電圧テーブル、29, 32, 34, 36…乗算部、30…モード判定部、31…第3電圧演算部、33…第2電圧演算部、35…第1電圧演算部、37…切替部。

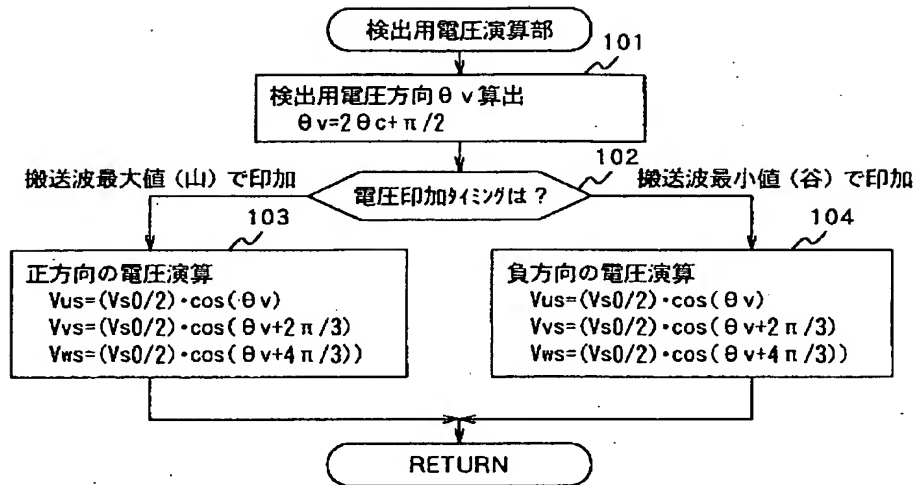
【図 2】

図 2



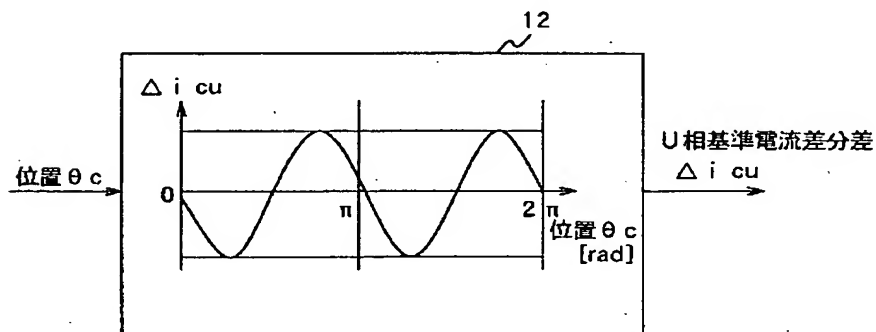
【図 3】

図 3



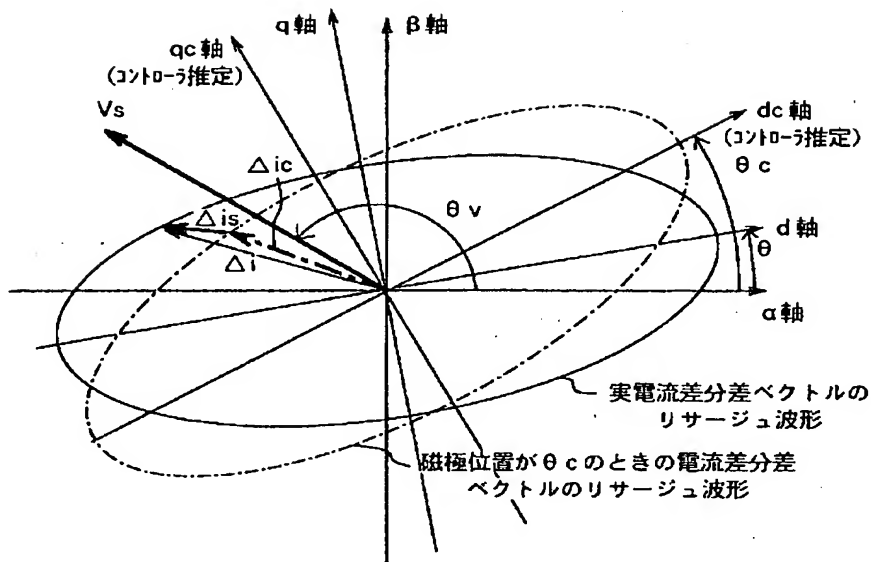
【図 4】

図 4



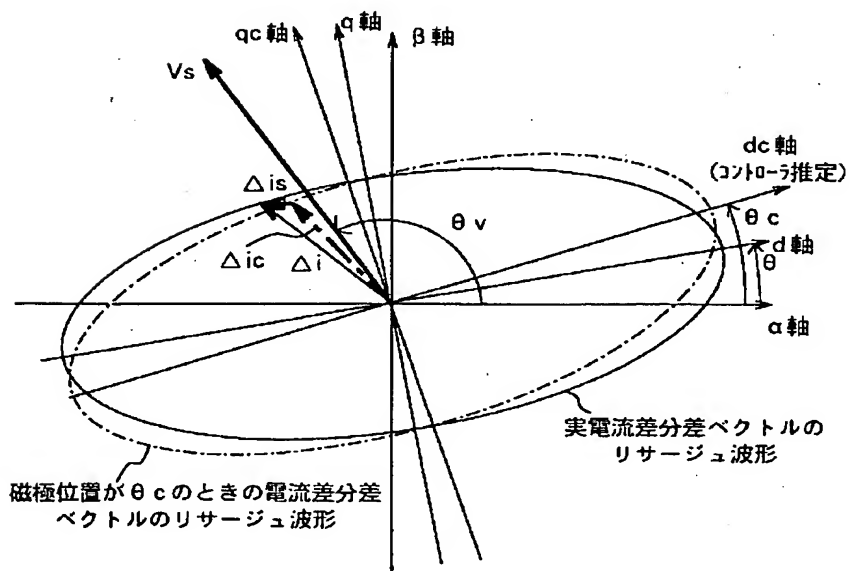
【図 5】

図 5



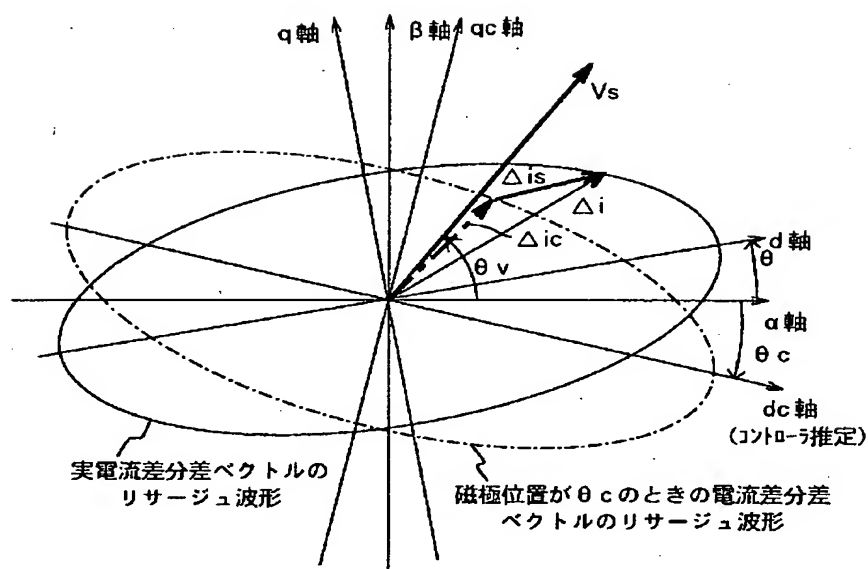
【図 6】

図 6



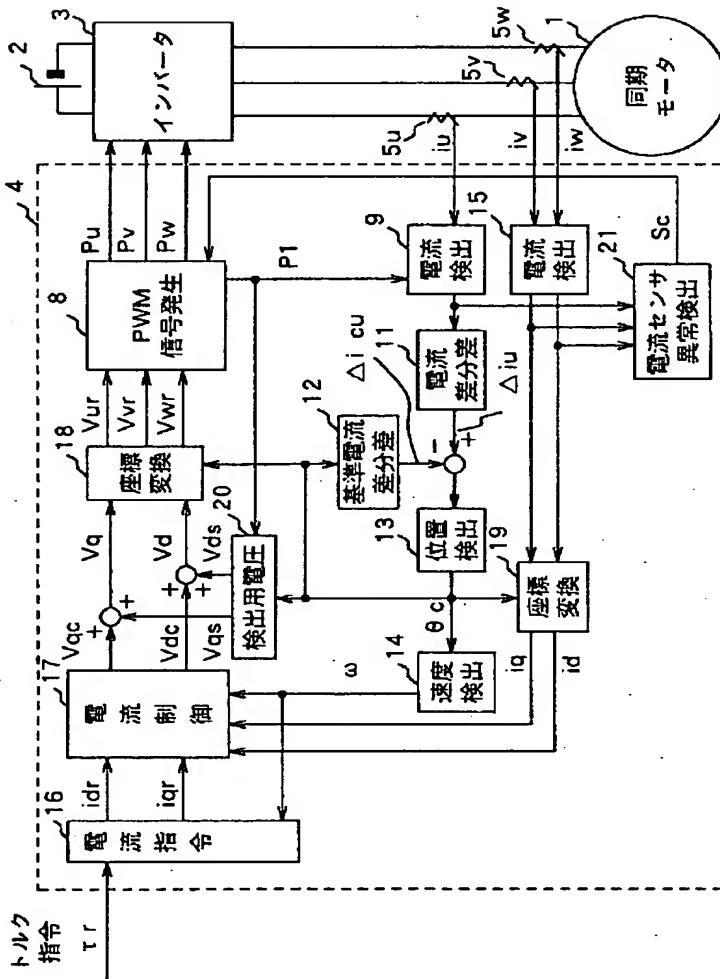
【図 7】

図 7



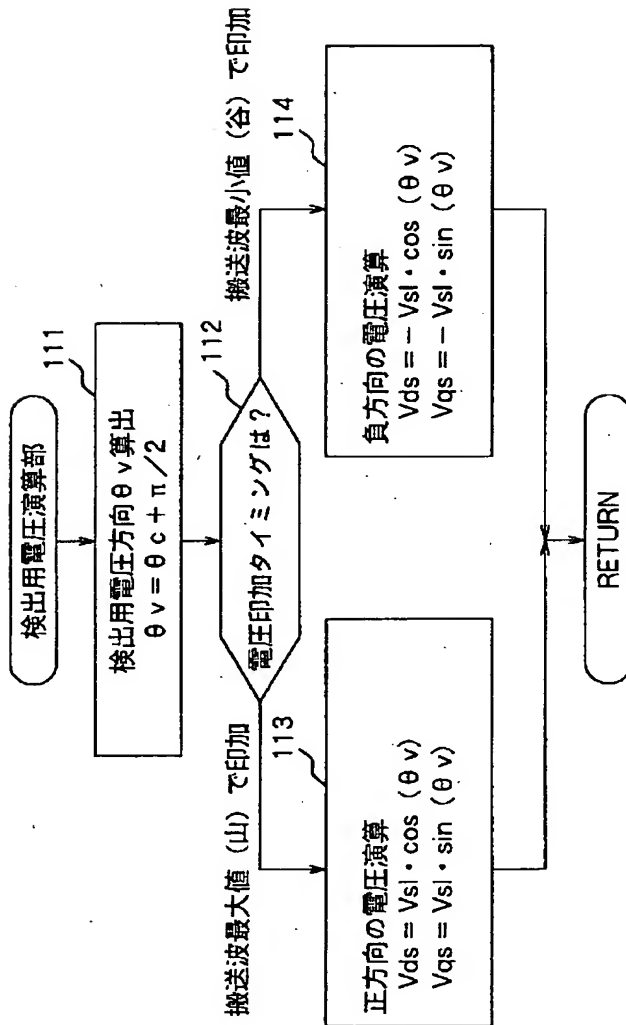
【図 8】

図 8



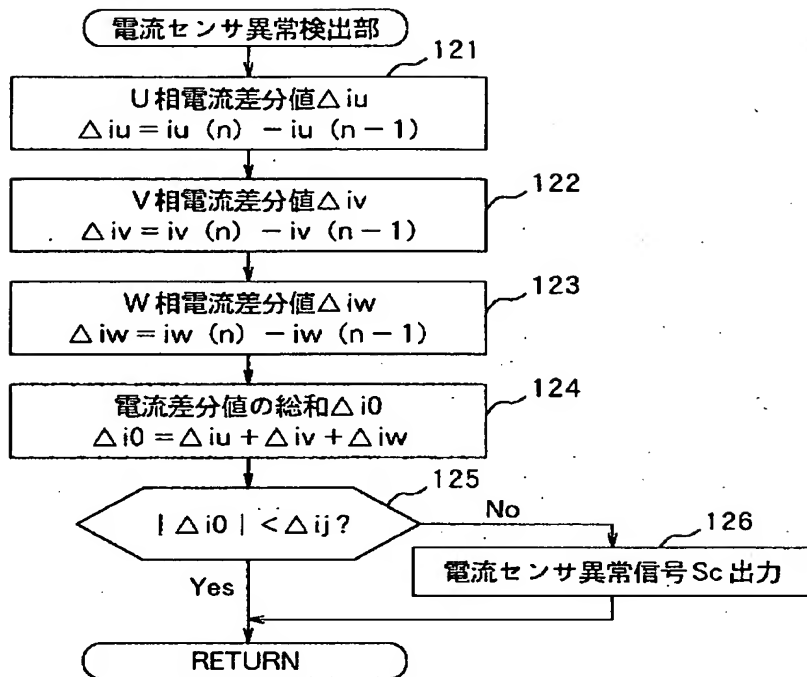
【図 9】

図 9



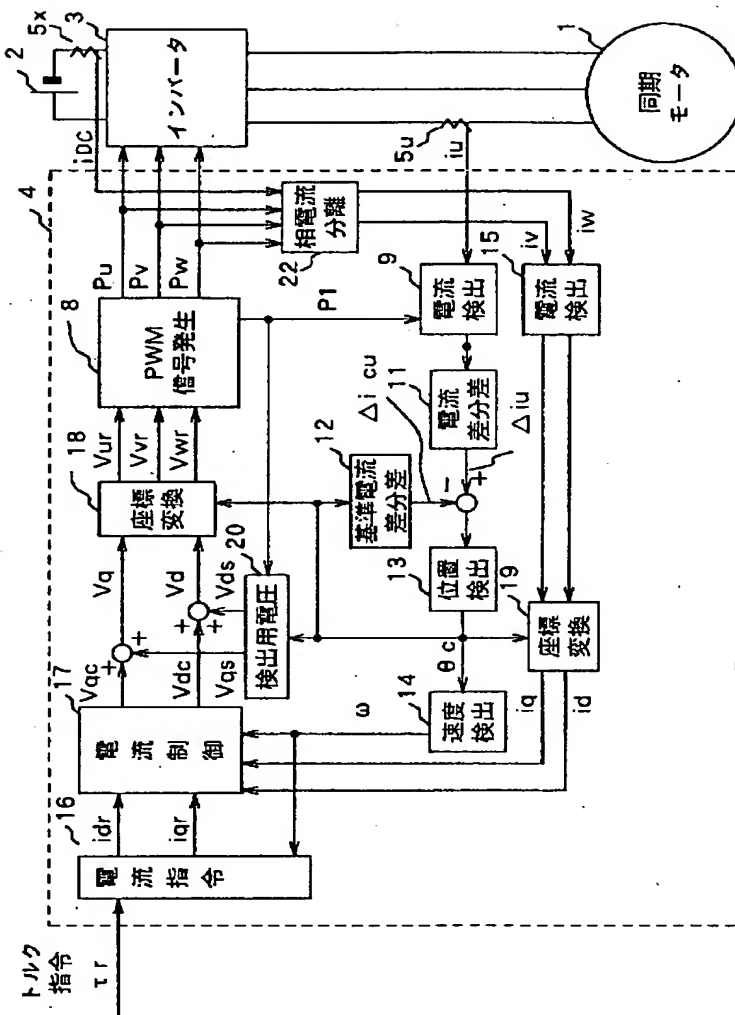
【図 10】

図 10



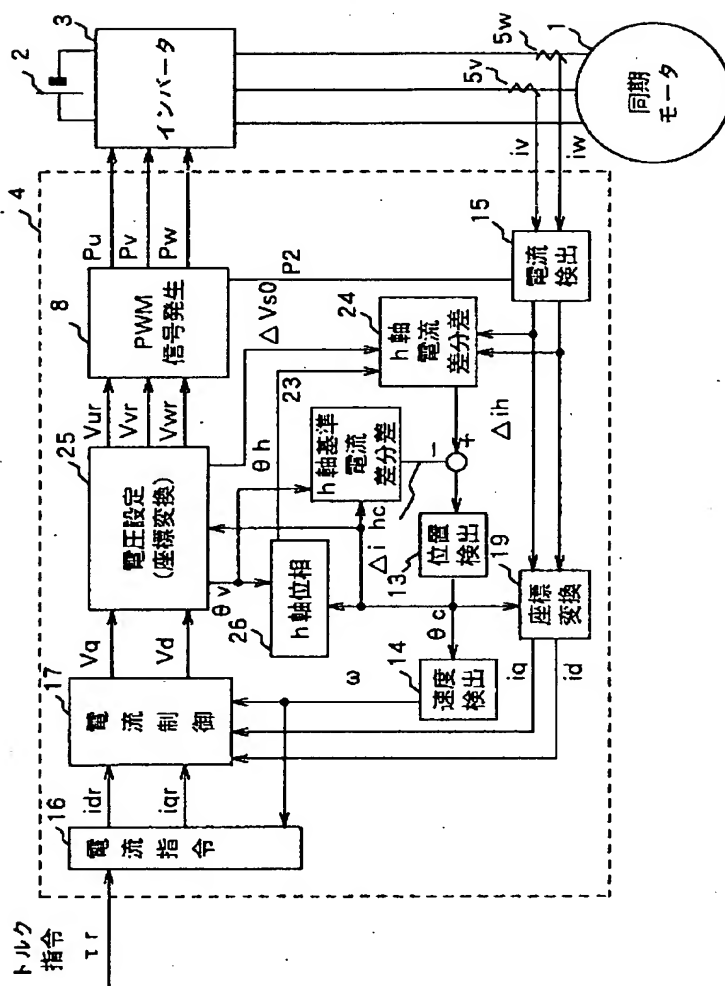
【図 1 1】

圖 11.



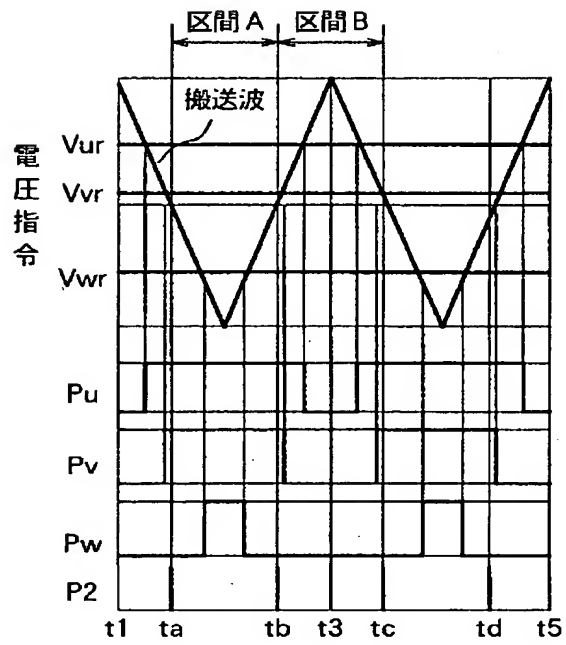
【図 12】

图 12



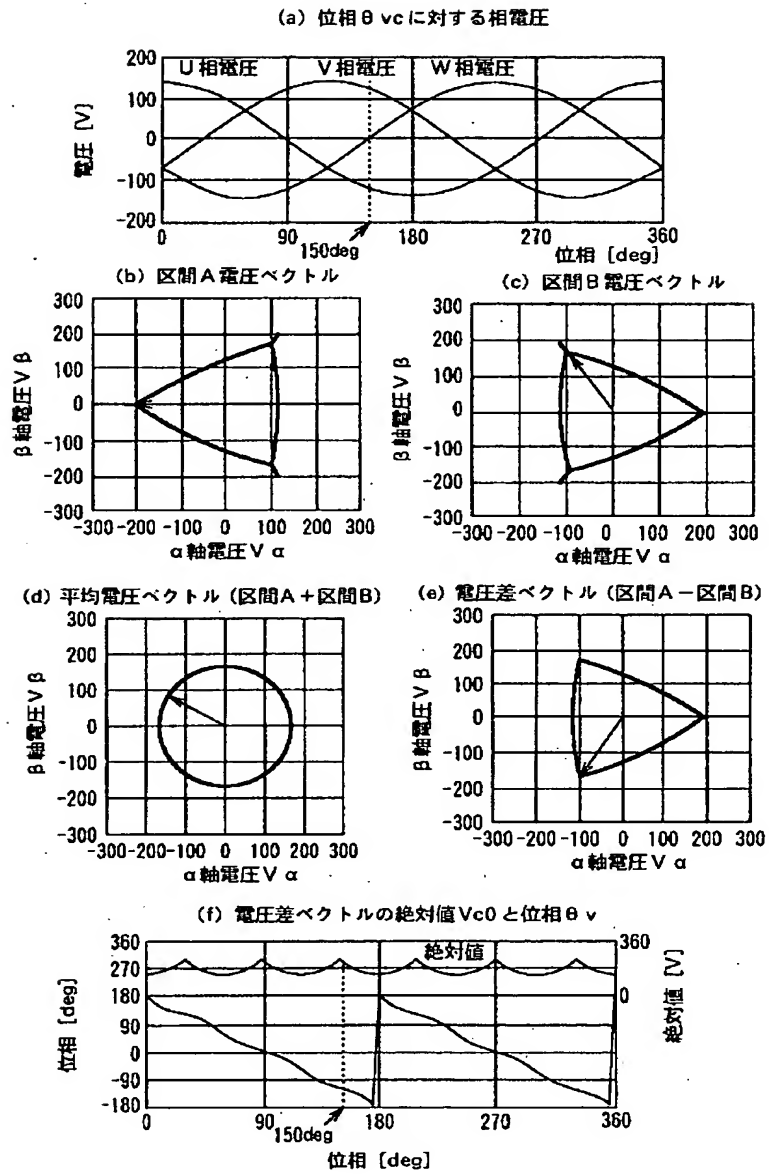
【図 13】

図 13



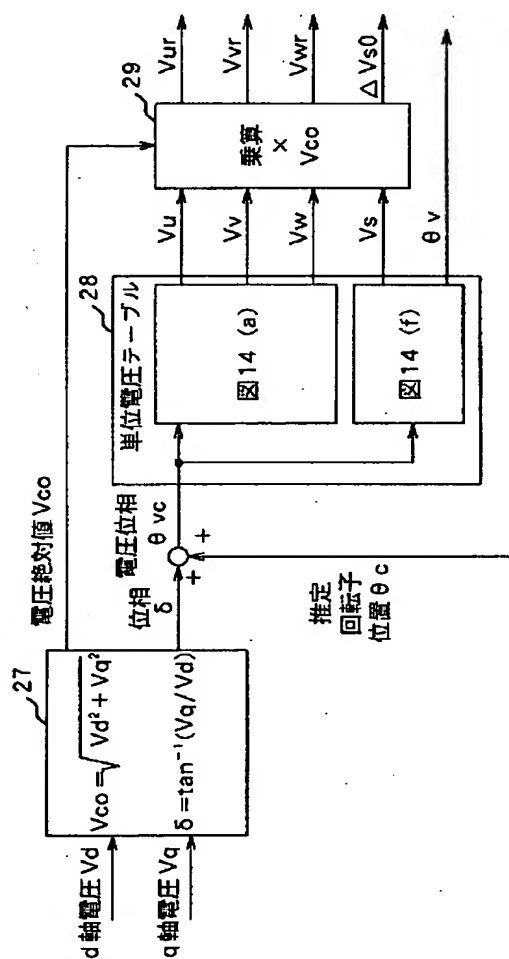
【図 14】

図 14



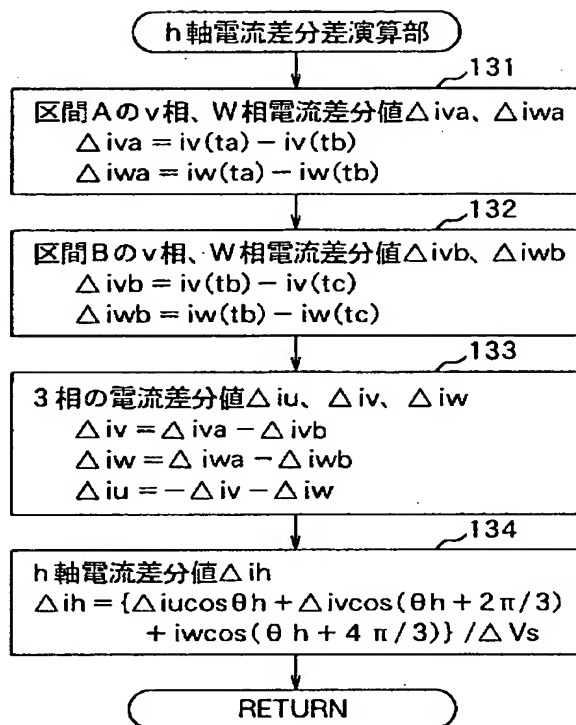
【図 15】

図 15



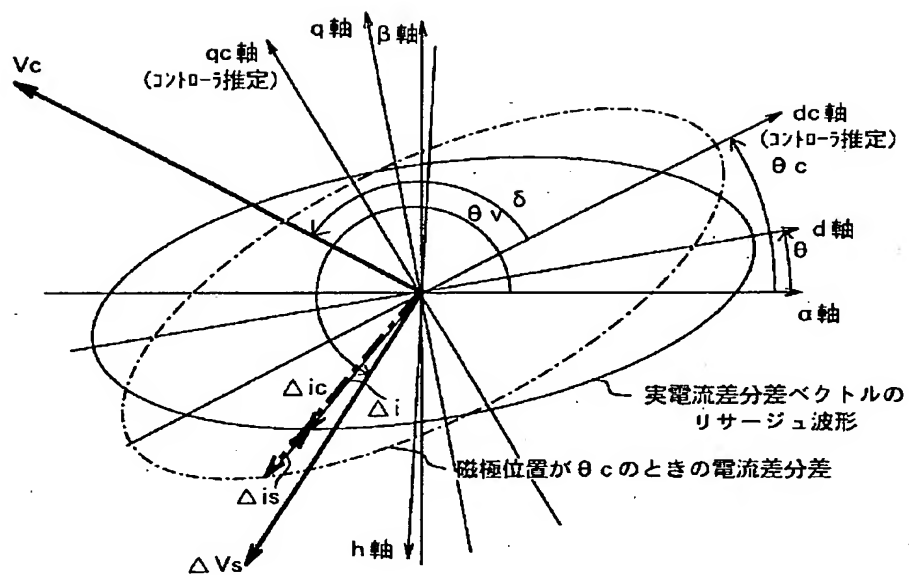
【図 1 6】

図 16



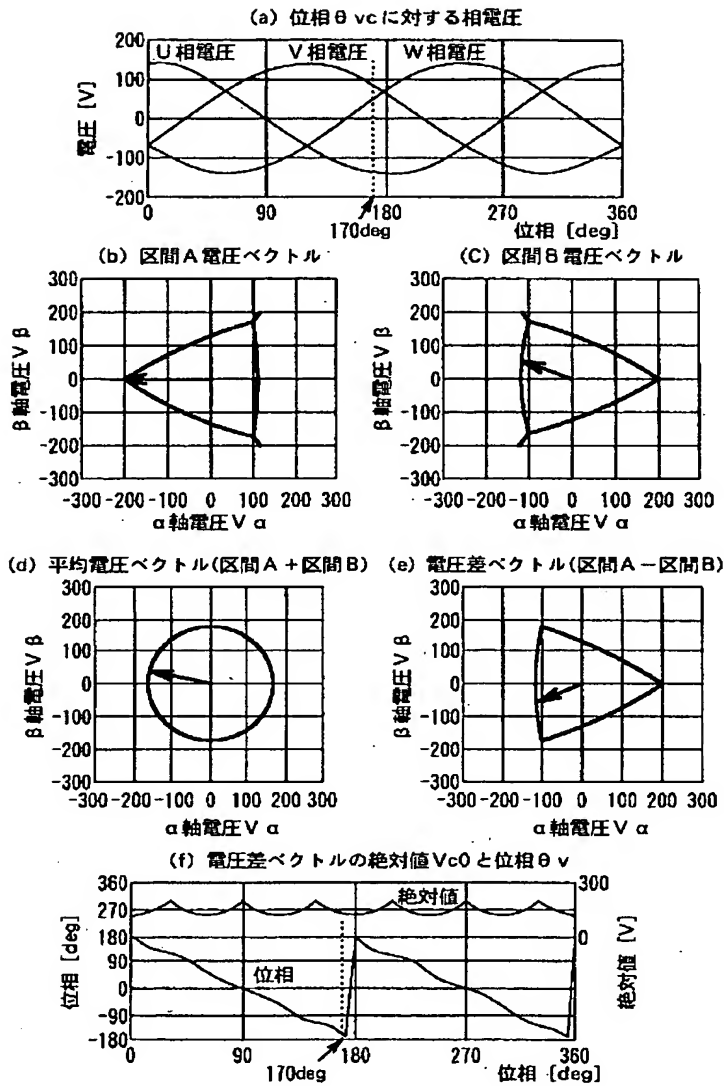
【図 17】

図 17



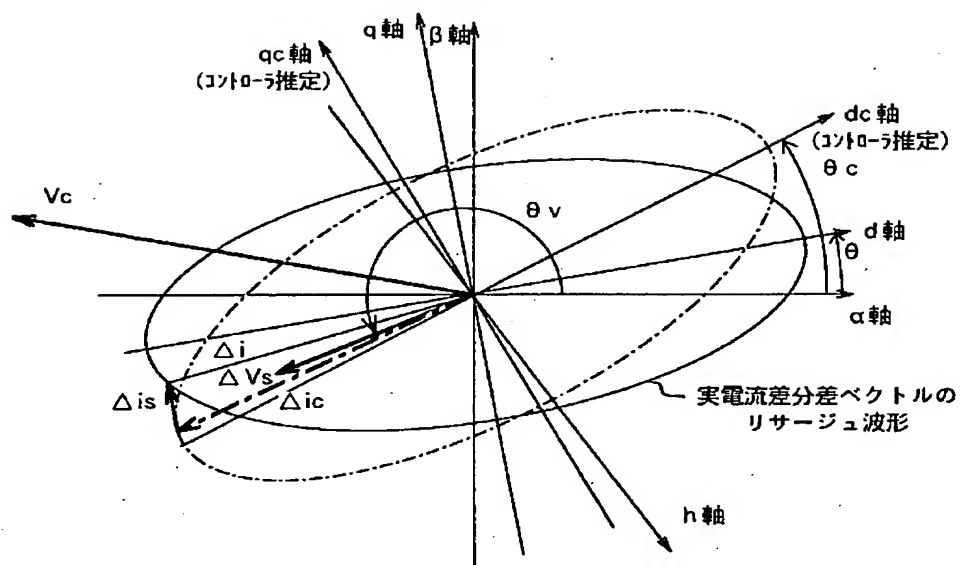
【図 18】

図 18



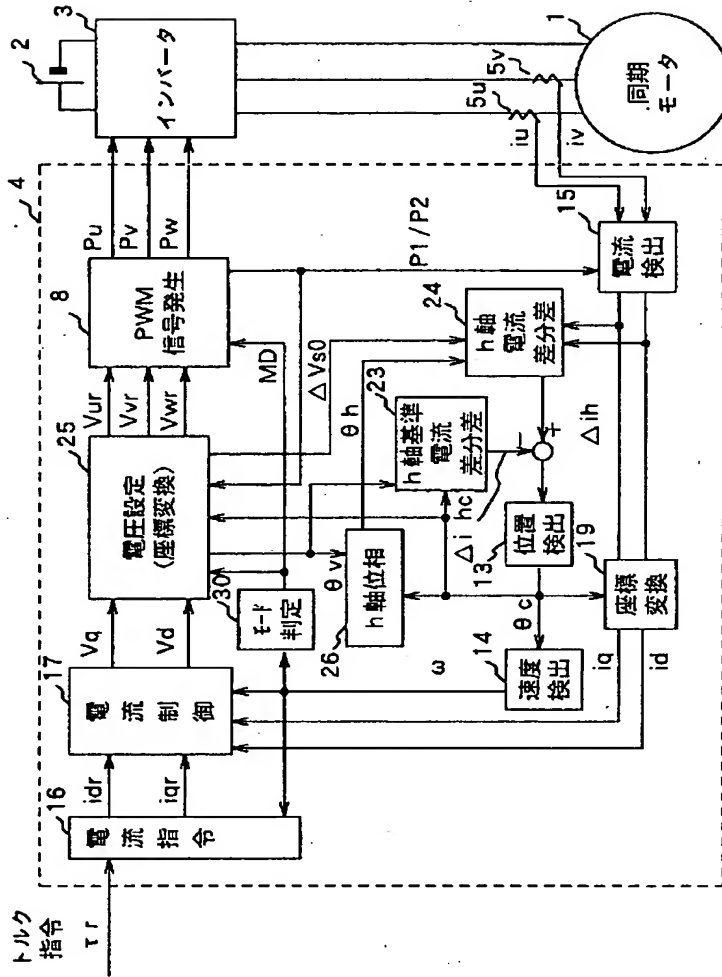
【図 19】

図 19



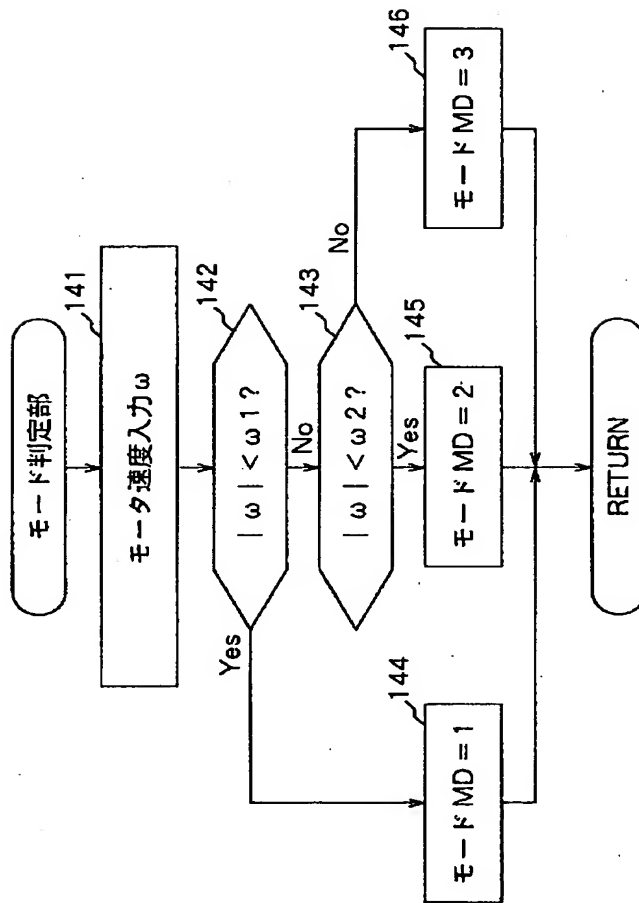
【図 20】

図 20



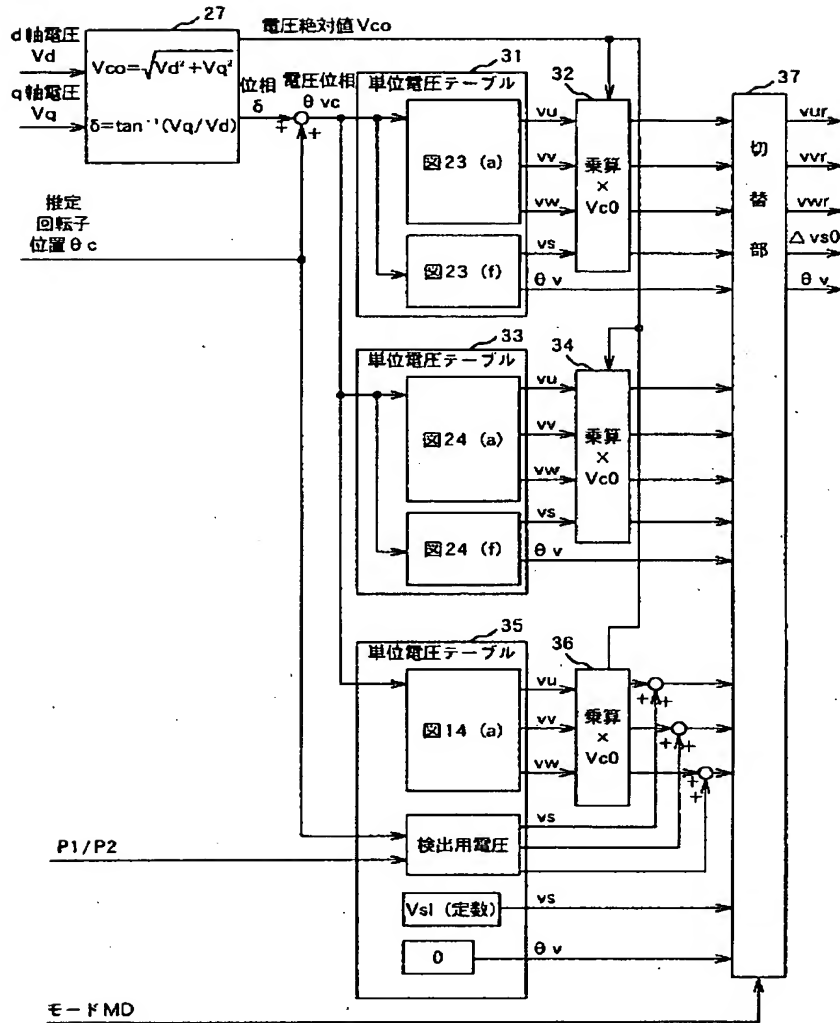
【図 21】

図 21



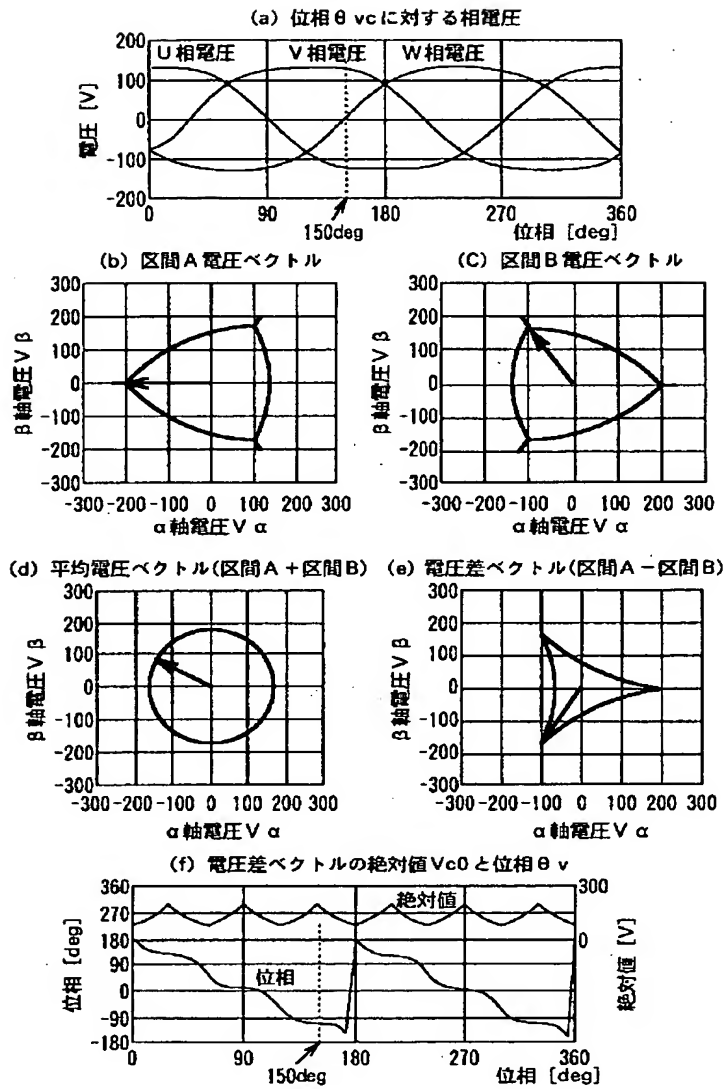
【図 22】

図 22



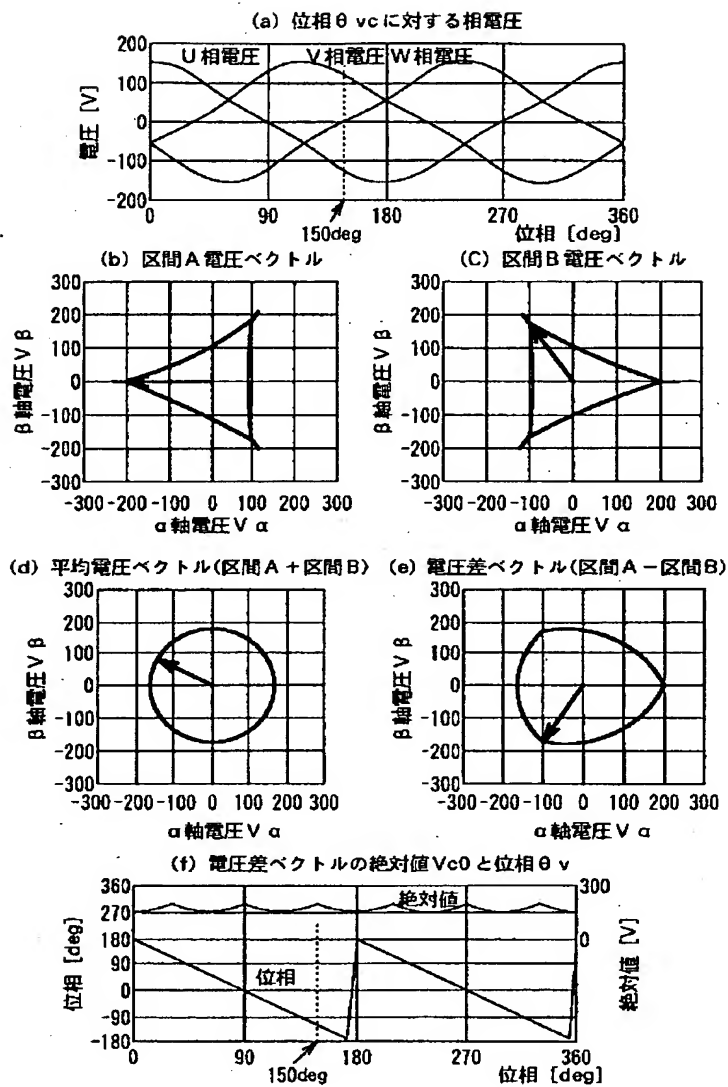
【図 23】

図 23



【図 24】

図 24



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】

安価で高性能のモータ制御装置を提案する。

【解決手段】

実電流差分差ベクトルと基準電流差分差ベクトルの差に基づいて回転子の位置を検出することにより、回転位置センサを使用することなくモータを制御することができるように構成する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

1. 変更年月日 1990年 8月31日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
氏 名 株式会社日立製作所